



Miguel André Roque Pita

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Controlo Difuso com Modo Deslizante

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma, Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Co-orientador: Professor Doutor Paulo José Carrilho de Sousa Gil, Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: José Manuel Matos Ribeiro da Fonseca, Professor Associado com Agregação, UNL-FCT-DEEC

Arguente: José António Barata de Oliveira, Professor Associado, UNL-FCT-DEEC

Vogal: Luís Filipe Figueira de Brito Palma, Professor Auxiliar, UNL-FCT-DEEC



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Setembro, 2019

Controlo Difuso com Modo Deslizante

Copyright © Miguel André Roque Pita, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

*Aos meus pais, ao meu irmão e aos meus amigos que me acompanharam neste
percurso*

Agradecimentos

Gostaria de agradecer à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, a oportunidade que proporcionou para que obtivesse os conhecimentos e as competências necessárias para o futuro, tanto a nível profissional, como a nível pessoal. Agradeço também aos Professores que me acompanharam ao longo do meu percurso académico.

Quero agradecer ao Professor Luís Brito Palma, o meu orientador, pela disponibilidade, ajuda, apoio e paciência que teve nos momentos em que mais precisei. Também quero agradecer ao meu co-orientador, o Professor Paulo Gil pela ajuda que me deu em momentos cruciais do desenvolvimento desta dissertação.

Gostaria de agradecer ao presidente do júri, o Professor José Manuel Fonseca e ao arguente do júri, o Professor José Barata, pela sensibilidade para a Engenharia real e industrial.

Quero agradecer aos meus colegas Fábio Januário e Miguel João pela ajuda que me deram em momentos que precisei.

Agradeço também aos meus colegas e amigos de faculdade, nomeadamente ao António Mendes, à Catarina Vera, ao Tiago Gonçalves, Diogo Coelho, Carlos Morgado, Márcio Costa, Ricardo Gomes, Ricardo Fernandes, Bruno Soares, à Leonor Matias, ao Elmarlon Pontes, Domingos Semedo e à Nádia Marques.

Também quero agradecer a mais amigos, em especial ao Luís Ferreira, Suhail Esmail, Bruno Tavares, Jorge Moreira, David Agostinho, Miguel Casaca, Miguel Garrido, Miguel Ângelo e ao Rahim Bardurali, por todo o apoio, incentivo e amizade que me deram ao longo desta missão.

Por fim, tenho que agradecer à minha família, em especial aos meus pais e ao meu irmão, por todo o apoio, amor, carinho incondicional que me deram, pois só assim é que foi possível concluir esta derradeira etapa.

Resumo

Nesta dissertação propõe-se o desenvolvimento de metodologias de controlo difuso que exploram o conceito de modo deslizante, com o objetivo de construir uma arquitetura, que permita proporcionar um sistema de controlo adequado em termos de desempenho e robustez.

As principais contribuições incluem a implementação de um controlador com inferência de Mamdani com modo deslizante, com superfície deslizante do tipo Proporcional-Derivativo (PD) e, subsequentemente, do tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID). O desempenho de cada um destes controladores foi avaliado e comparado com o controlador PID clássico, o controlador PID difuso com inferência de Mamdani e com o controlador convencional por modo deslizante. Foram realizados testes de simulação e, posteriormente, testes experimentais no processo didático AMIRA DTS 200, constituído por três vasos comunicantes.

Os resultados obtidos comprovaram o bom desempenho dos controladores de Mamdani com modo deslizante, apresentando uma superfície deslizante do tipo PD e PID, validados através de testes no processo real.

Palavras-chave: Controlo difuso, Controlo por modo deslizante, Controlo difuso com modo deslizante, Controlo PID, Inferência de Mamdani.

Abstract

In this thesis, it's proposed the development of fuzzy control methodologies, that explore the sliding mode concept, with the objective of building an architecture, that it allows to provide an adequate control system in terms of performance and robustness.

The main contributions include the implementation of a Mamdani type fuzzy sliding mode controller, with a PD type sliding surface and, subsequently, a PID type sliding surface. The performance of each of the controllers was evaluated and compared with the classic PID controller, the fuzzy PID controller with Mamdani inference and the conventional sliding mode controller. Simulation tests were performed and, subsequently, experimental tests in the didactic process AMIRA DTS 200, consisting of three communicating vessels.

The obtained results proved the good performance of the Mamdani sliding mode controllers, presenting a PD type and PID type sliding surface, which were validated through real process tests.

Keywords: Fuzzy control, Sliding mode control, Fuzzy sliding mode control, PID control, Mamdani inference.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Contribuições.....	2
1.4	Estrutura da tese	2
2	Estado da Arte.....	3
2.1	Introdução	3
2.2	Controlo difuso	3
2.2.1	Introdução	3
2.2.2	Estrutura de um controlador difuso	4
2.2.3	Controladores de Mamdani.....	7
2.2.4	Controladores de Takagi-Sugeno-Kang.....	12
2.3	Controlo por modo deslizante (SMC)	14
2.3.1	Introdução	14
2.3.2	Controlador SMC.....	14
2.3.3	Controlador com superfície deslizante do tipo PID.....	17
2.3.4	Chattering.....	18
2.4	Controlo difuso com modo deslizante	20
2.4.1	Introdução	20
2.4.2	Controlador de modo deslizante com uma camada fronteira	20
2.5	Controlo robusto	22
2.6	Trabalhos relacionados	22
3	Metodologias de Controlo Propostas.....	27
3.1	Introdução	27
3.2	Controlador PID clássico	27
3.3	Controlador PID difuso	28
3.4	Controlador por modo deslizante (SMC).....	30
3.5	Controlador de Mamdani com modo deslizante	31
3.5.1	Controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD.....	31
3.5.2	Controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID.....	33
3.5.3	Métricas de desempenho.....	34
4	Resultados de Simulação e Experimentais.....	37
4.1	Descrição do processo real AMIRA DTS-200	37
4.1.1	Modelo do sistema.....	38
4.1.2	Modelo em espaço de estados	41
4.1.3	Obtenção das funções não lineares.....	42
4.2	Simulações.....	43
4.2.1	Controlador PID clássico	43

4.2.2	Controlador PID difuso	46
4.2.3	Controladores SMC	47
4.2.4	Controladores FSMC	50
4.3	Resultados experimentais.....	51
4.3.1	Controlador PID clássico	51
4.3.2	Controlador PID difuso	52
4.3.3	Controladores SMC	53
4.3.4	Controladores FSMC	55
4.4	Comparação do desempenho dos controladores.....	56
5	Conclusões e Trabalho Futuro	63
5.1	Conclusões.....	63
5.2	Trabalho futuro	63
	Bibliografia.....	65

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Estrutura de um controlador difuso.....	4
Figura 2.2 - Estrutura do controlador PD difuso.....	8
Figura 2.3 - Estrutura do controlador PI difuso.	9
Figura 2.4 - Estrutura do controlador PID difuso.....	10
Figura 2.5 - Estrutura híbrida do controlador PID difuso.....	11
Figura 2.6 - Estrutura simplificada do controlador PID difuso.	12
Figura 2.7 - Exemplo de uma arquitetura do controlador de Takagi-Sugeno-Kang.	12
Figura 2.8 - Superfície de modo deslizante para um sistema de segunda ordem.	16
Figura 2.9 - Fenómeno de “chattering”.	19
Figura 2.10 - Controlador difuso para o conversor “boost”.	24
Figura 2.11 - Diagrama de blocos do AFSMC para o helicóptero não tripulado.	24
Figura 2.12 - Diagrama de blocos para o controlador de velocidade do motor de relutância comutado.....	26
Figura 3.1 - Estrutura simplificada do controlador PID difuso.	28
Figura 3.2 - Estrutura do sistema FIS-PI com a inferência de Mamdani.....	29
Figura 3.3 - Funções de pertença do sistema FIS-PI com a inferência de Mamdani.....	29
Figura 4.1 - Processo de três tanques AMIRA DTS 200.....	37
Figura 4.2 - Esquema do processo AMIRA DTS 200.....	38
Figura 4.3 - Arquitetura do controlador PID sintonizado com o controlador por relé.....	43
Figura 4.4 - Resposta de um sistema com o controlador por relé.....	44
Figura 4.5 - Resposta do sistema no processo real com o controlador por relé com histerese.....	45
Figura 4.6 - Resposta do sistema no modelo do processo com o controlador PID.	46
Figura 4.7 - Resposta do sistema no modelo do processo com o controlador PID difuso.	47
Figura 4.8 - Simulação no modelo do processo com o controlador SM-SDPD.....	48
Figura 4.9 - Simulação no modelo do processo com o controlador SM-SDPID.....	49
Figura 4.10 - Simulação no modelo do processo com o controlador FZ-SM-SDPD.	50
Figura 4.11 - Simulação no modelo do processo com o controlador FZ-SM-SDPID.	51
Figura 4.12 - Resposta do sistema no processo real com o controlador PID clássico.....	52
Figura 4.13 - Resposta do sistema no processo real com o controlador PID difuso.....	52
Figura 4.14 - Resposta do sistema no processo real com o controlador SM-SDPD.....	53
Figura 4.15 - Resposta do sistema no processo real com o controlador SM-SDPID.....	54
Figura 4.16 - Resposta do sistema no processo real com o controlador FZ-SM-SDPD.	55
Figura 4.17 - Resposta do sistema no processo real com o controlador FZ-SM-SDPID.	55

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 - Base de regras genérica do controlador PD difuso.....	9
Tabela 2.2 - Base de regras genérica do controlador PI difuso.	10
Tabela 2.3 - Base de regras de um controlador difuso com modo deslizante.	20
Tabela 4.1 - Especificações técnicas do processo AMIRA DTS 200.	39
Tabela 4.2 - Regras de Ziegler-Nichols.	44
Tabela 4.3 - Tabela modificada das regras de Ziegler-Nichols.....	44
Tabela 4.4 - Manipulação dos ganhos de um controlador PI difuso.	46
Tabela 4.5 - Erro quadrático médio dos controladores no modelo do processo.	57
Tabela 4.6 - Variância da ação de controlo dos controladores no modelo do processo.	57
Tabela 4.7 - Soma do erro quadrático médio com a variância da ação de controlo dos controladores no modelo do processo.....	58
Tabela 4.8 - Erro quadrático médio dos controladores no processo real.....	58
Tabela 4.9 - Variância da ação de controlo dos controladores no processo real.....	59
Tabela 4.10 - Soma do erro quadrático médio com a variância da ação de controlo dos controladores no processo real.	60

Simbologia

k – Instante de tempo discreto

t – Instante de tempo contínuo

T_s – Tempo de amostragem

v – Ação de controlo temporária

u – Ação de controlo do sistema saturada

y – Saída do sistema

r – Sinal de referência

e – Erro de controlo

λ – Parâmetro de velocidade

c – Ganho integral

s_d – Superfície deslizante

ρ – Ganho do controlador por modo deslizante

α – Ganho de tempo do controlador por modo deslizante

ε – Ganho de atenuação do *chattering*

g_{aw} – Ganho *anti-windup*

\hat{f} – Estimativa do modelo do processo em questão

$\text{sat}()$ – Função de saturação

$\text{mse}()$ – Erro quadrático médio

$\text{var}()$ – Variância

Siglas e Acrónimos

FIS – Sistema de inferência difuso

FIS-PD – Sistema de inferência PD difuso

FIS-PI – Sistema de inferência PI difuso

FIS-PID – Sistema de inferência PID difuso

FSMC – Controlador difuso com modo deslizante

FZ-SM-SDPD – Controlador difuso com modo deslizante com superfície deslizante do tipo PD

FZ-SM-SDPID – Controlador difuso com modo deslizante com superfície deslizante do tipo PID

MIMO – Multiple-Input Multiple-Output

MSE – Erro quadrático médio

PD – Proporcional-Derivativo

PI – Proporcional-Integral

PID – Proporcional-Integral-Derivativo

SISO – Single-Input Single-Output

SM-SDPD – Controlador por modo deslizante com superfície deslizante do tipo PD

SM-SDPID – Controlador por modo deslizante com superfície deslizante do tipo PID

SMC – Controlador por modo deslizante

TSK-FIS – Sistema de inferência Takagi-Sugeno-Kang

VAR – Variância de sinal

1 Introdução

1.1 Motivação

Atualmente o controlo difuso com modo deslizante tem aplicações em vários sistemas de controlo, com aplicação em diversas áreas, nomeadamente na indústria. O trabalho desenvolvido insere-se especificamente na área de controlo automático. As áreas mais específicas onde se aplica o controlo difuso com modo deslizante são: controlo automático, robótica, aeronáutica, aeroespacial (sistemas espaciais), química (processos químicos) e eletrónica de potência (conversores). Os controladores difusos com modo deslizante visam resolver o problema da robustez, que está presente em alguns sistemas de controlo. Também têm como objetivo melhorar o desempenho global dos sistemas de controlo em anel fechado.

Surge então o desafio de projetar controladores difusos, com a aplicação do conceito de modo deslizante, no sentido de se desenvolverem metodologias de controlo, com a capacidade de conseguirem lidar com sistemas, que estejam sujeitos a perturbações externas, e que têm incertezas associadas aos seus modelos. Portanto, este tipo de controlo tem o objetivo de ser eficiente e robusto o suficiente, de modo a lidar com as incertezas inerentes aos processos reais. Outro dos aspetos importantes prende-se em tentar perceber, de que modo é que os controladores difusos com modo deslizante podem ser vantajosos, face a outros tipos de controladores mais conhecidos, como é o caso do controlador PID clássico, que está presente em aproximadamente entre 80 a 90% dos sistemas de controlo.

1.2 Objetivos

Nesta tese de mestrado, pretende-se explorar o projeto de controladores difusos com modo deslizante (FSMC – *Fuzzy Sliding Mode Control*).

O objetivo principal consiste em implementar diferentes arquiteturas e metodologias em tempo discreto, assim como validá-las e testá-las, através de simulações computacionais, recorrendo a ferramentas do software MATLAB e no processo didático real AMIRA DTS 200.

Para tal, para a parte do controlador difuso, será feita a sintonização dos fatores de escala e das funções de pertinência, enquanto que para a parte do controlador por modo deslizante, a estabilidade é garantida a partir da teoria de Lyapunov. Os controladores a serem implementados apenas dependerão da saída do sistema e apenas precisarão do erro de controlo para realizar o seguimento de uma referência.

Um outro objetivo prende-se com a implementação de outros controladores, como são os casos do controlador PID clássico, do controlador PID difuso com inferência de Mamdani e do controlador convencional por modo deslizante, de modo a comparar cada um dos seus

desempenhos com o controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante, e avaliar qual dos controladores apresenta o melhor desempenho a controlar o processo real.

1.3 Contribuições

As principais contribuições focam-se no projeto e no desenvolvimento de controladores difusos do tipo Mamdani com modo deslizante, com superfície deslizante do tipo PD e, subsequentemente, do tipo PID, de modo a serem testados num processo MIMO não linear e não afim, como é o caso do processo didático AMIRA DTS-200, constituído por três vasos comunicantes.

1.4 Estrutura da tese

Esta dissertação está estruturada em 5 capítulos, incluindo este. Segue-se uma breve descrição de cada um dos capítulos.

No capítulo 1 está incluída a introdução, onde são descritos os objetivos principais da tese, para além da motivação, as contribuições, e ainda como está organizada a estrutura da dissertação.

Já no capítulo 2 é mencionado o estado da arte, onde é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema desta dissertação. Para tal, são também abordados nesta secção conceitos básicos sobre os dois tipos de controlo (controlo difuso e controlo por modo deslizante) de modo separado. Estão também incluídos os trabalhos relacionados mais relevantes.

O capítulo 3 contém as metodologias de controlo propostas associadas ao projeto do controlador difuso com modo deslizante, e também outras metodologias a serem utilizadas no capítulo seguinte.

No capítulo 4 são descritos os testes elaborados com controladores difusos com modo deslizante e outros tipos de controladores, no modelo do processo e no processo real, para além da sua análise e da comparação do desempenho entre os vários controladores testados.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros.

2 Estado da Arte

2.1 Introdução

No estado da arte é feito um resumo da revisão bibliográfica, para além de estar descrita de forma fundamentada a teoria associada ao controlo difuso com modo deslizante. Para tal, é também descrita a teoria, mas de forma mais sucinta, dos dois tipos de controlo em separado. Em cada uma das secções (exceto a dos trabalhos relacionados) serão feitas referências à evolução ao longo da história. Ainda neste capítulo são introduzidos os conceitos básicos inerentes ao controlo robusto.

2.2 Controlo difuso

2.2.1 Introdução

Nesta secção são abordados dois tipos de controladores difusos: o controlador de Mamdani e o controlador de Takagi-Sugeno-Kang. O foco está mais centrado no controlador de Mamdani, uma vez que este foi um dos controladores implementados nesta dissertação, sendo feita uma revisão mais profunda. Quanto ao controlador de Takagi-Sugeno-Kang serão referidos apenas os conceitos básicos, que compõem este tipo de controlador difuso.

O controlo difuso foi introduzido por Aliasker Lotfi Zadeh em 1965 (Zadeh, 1965).

A lógica difusa permite captar e representar o conhecimento humano, sem desprezar as incertezas e/ou imprecisões subjacentes ao próprio conhecimento, ao estabelecer uma conjugação entre esta e a teoria dos conjuntos (Lee, 1990a). Trabalha com termos linguísticos e com variáveis linguísticas. Existem alguns dos seguintes termos linguísticos: NG (Negativo Grande), NM (Negativo Médio), NP (Negativo Pequeno), PP (Positivo Pequeno), PM (Positivo Médio), PG (Positivo Grande) e ZO (Zero). Quanto às variáveis linguísticas, em aplicações de controlo automático, as mais comuns são: o erro (e), a variação do erro (Δe), a ação de controlo (u) e a variação da ação de controlo (Δu).

Um conjunto difuso é um conjunto definido através de funções de pertença, em que estas são curvas, que definem a forma como cada elemento do conjunto é direcionado para um valor de pertença entre 0 e 1. Algumas das funções de pertença básicas que existem são: triangular, trapezoidal e gaussiana.

A construção de conjuntos difusos torna-se possível a partir de dois ou mais conjuntos disponíveis, aplicando sobre eles operações básicas. Zadeh propôs uma série de operadores para as operações de união, intersecção e complemento de conjuntos difusos, representados nas equações (2.1), (2.2) e (2.3), dados os conjuntos A e B, em que $\mu(x)$ é o grau de pertença.

- Intersecção: $\forall x \in X : \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x));$ (2.1)

- União: $\forall x \in X : \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x));$ (2.2)

- Complemento: $\forall x \in X : \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x).$ (2.3)

Para uma grande classe de sistemas não lineares, os controladores difusos são projetados utilizando informação do plano de fase definido pelo erro e variação do erro. A abordagem utilizada no projeto do controlador consiste na divisão do plano de fase em dois semiplanos. Em cada semiplano são produzidas saídas de controle positivas e negativas, cuja grandeza depende da distância do vetor das variáveis de entrada à linha de separação do plano de fase.

2.2.2 Estrutura de um controlador difuso

Um controlador difuso tem na sua estrutura quatro elementos fundamentais: o módulo de difusificação, a base de conhecimento, o mecanismo de inferência e o módulo de desdifusificação. A Figura 2.1 representa a estrutura de um controlador difuso (adaptado de Mohamed, 2013).

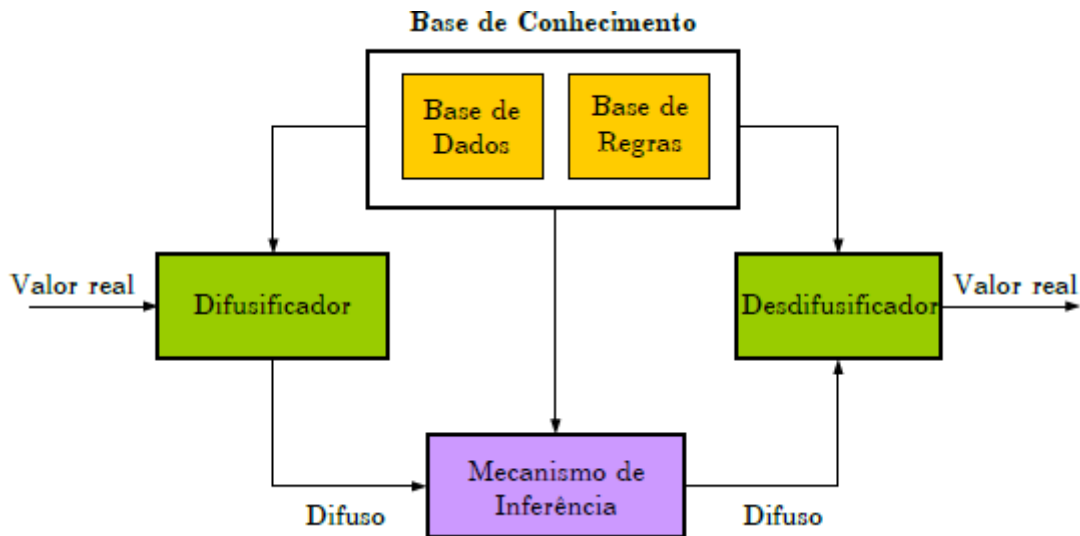


Figura 2.1 - Estrutura de um controlador difuso.

Módulo de difusificação

Este módulo é responsável pela conversão cripa em conjuntos difusos, com o objetivo de tornar os valores convertidos compatíveis com a representação interna do controlador. Se o universo de discurso não é normalizado, então este módulo deverá fazer também uma transformação de escala num universo de discurso normalizado (Ramos, 1998; Lee, 1990a).

Sendo representado por: $x = \text{difusificador}(x_0)$ (2.4)

Onde x é o conjunto difuso, x_0 é o valor de entrada do processo e *difusificador* é um operador de difusificação.

Existem dois tipos principais de operadores de difusificação, nomeadamente: o “singleton” e o “nonsingleton”.

O operador “singleton” cria a partir de uma entrada crespa, um conjunto difuso, conforme apresentado a seguir (Rizol, 2011):

$$\mu_x(x_i) = \begin{cases} 1 & \text{se } x_i = x \\ 0 & \text{se } x_i \neq x \end{cases} \quad (2.5)$$

Quanto ao operador “nonsingleton”, o valor de x é transformado num conjunto difuso X com suporte x_i , onde μ_x atinge o valor máximo em $x_i = x$ e reduz conforme se afasta de x . Este difusificador torna-se útil em situações, por exemplo, onde existem informações corrompidas por ruído (Mouzouris & Mendel, 1997).

Base de conhecimento

A base de conhecimento de um controlador difuso é constituída por dois módulos: a base de dados e a base de regras.

- Base de dados

A base de dados consiste na parte declarativa do conhecimento, em que a sua função é fornecer a informação necessária para o funcionamento adequado do módulo de difusificação, da base de regras e do módulo de desdifusificação. Nesta informação estão incluídas as funções de pertença que representam o significado dos valores linguísticos das variáveis do controlador, assim como os domínios físicos e normalizados, juntamente com os fatores de escala.

- Base de regras

A base de regras é, essencialmente, a parte processual do conhecimento. Tem como função básica representar, de modo estruturado, a estratégia de controlo, através de um conjunto de regras.

Mecanismo de inferência

O objetivo do mecanismo de inferência é calcular o valor global da saída do controlador, com base nas contribuições individuais de cada regra da base de regras. Cada contribuição individual representa o cálculo dos valores da saída do controlador, apenas para uma única regra. Quanto à saída do módulo de difusificação, esta representa os valores crespos atuais das variáveis de estado do processo. É também comparada com o que está no antecedente de cada regra, com o intuito de estabelecer um grau de correspondência em cada

regra. Assim, a partir deste grau de correspondência, é possível determinar o valor difuso da variável de saída do controlador. O valor global da saída do controlador é representado pelo conjunto de todos os valores resultantes das regras que dispararam (Driankov et al., 1993; Ramos, 1998).

Existem vários tipos de mecanismos de inferência, sendo os mais relevantes: o mecanismo de inferência de Mamdani e o mecanismo de inferência de Takagi-Sugeno-Kang.

As diversas classificações referentes aos motores de dedução de um sistema difuso dividem-se em dois grandes grupos. O primeiro grande grupo está relacionado com a dedução com base na composição e o outro com a dedução baseada em regras individuais.

Quanto à primeira abordagem, todas as regras pertencentes à base são relacionadas individualmente numa única combinação difusa, a qual pode ser definida como uma única regra “se-então”. De seguida, o mecanismo de dedução realiza a operação de composição entre a entrada difusa e a relação difusa. Logo, obtém-se o conjunto difuso que apresenta o valor difuso da saída.

Quanto à segunda classificação, a dedução é aplicada a cada regra da base de regras individualmente e os resultados de todas estas deduções são agregados de seguida, criando o conjunto difuso, que determina o valor difuso de saída. Sendo que esta classificação é a mais utilizada, devido à eficiência em termos computacionais e em termos de recursos de memória (Driankov et al., 1993; Wang, 1997).

Módulo de desdifusificação

O módulo de desdifusificação tem como função converter a saída difusa do controlador num valor crespo. Também tem como objetivo “desnormalizar” a saída que mapeia o valor crespo da saída do controlador no seu domínio físico. A sua representação é dada por (2.6), em que u_0 é o valor crespo, *desdifusificador* é o operador de desdifusificação e u é o conjunto difuso (Lee, 1990b; Ramos, 1998).

$$u_0 = \text{desdifusificador}(u) \quad (2.6)$$

Os métodos mais comuns de desdifusificação são (Lee, 1990b; Ramos, 1998):

- Centro da área: Este método seleciona o valor crespo da saída correspondente ao centro de "gravidade" da função de pertença de saída. Pode ser representada pela equação (2.7), em que Z_0 é o resultado da desdifusificação, w é a variável de saída e, por fim, μ é a função de pertença.

$$Z_0 = \frac{\int w\mu(w) dw}{\int \mu(w) dw} \quad (2.7)$$

- Método da média dos máximos: Este método proporciona uma ação de controlo, representando o valor médio de todas as ações de controlo locais, cuja função de pertença poderá atingir o valor máximo, sendo representada pela equação (2.8), sendo que Z_0 é o resultado da desdifusificação, w_j é a variável de saída e, por fim, L é o limite máximo de desdifusificação.

$$Z_0 = \sum_{j=1}^l \frac{w_j}{L} \quad (2.8)$$

- Método do primeiro dos máximos: Este método utiliza a união dos conjuntos difusos utilizando o menor valor do domínio, com o grau máximo de adesão, podendo ser representada pela equação (2.9), sendo que Z_0 é o resultado da desdifusificação e z é a variável de saída.

$$Z_0 = \min\{z \in Z\} \mu(z) = \max(Z) \quad (2.9)$$

2.2.3 Controladores de Mamdani

Antes de serem introduzidos os controladores de Mamdani, é conveniente referir primeiro a ideia básica subjacente ao controlador PID convencional, que é escolher a lei de controlo considerando o erro, a derivada do erro e o integral do erro, de acordo com a equação (2.10), sendo que K_p é o ganho proporcional, K_I é o ganho integral e K_D é o ganho derivativo do controlador (Jussila, 1992; Ramos, 1998).

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \dot{e}(t) \quad (2.10)$$

A versão incremental do controlador PID convencional é determinada, através da derivada da equação anterior, sendo dada a equação (2.11).

$$\dot{u}(t) = K_p \dot{e}(t) + K_I e(t) + K_D \ddot{e}(t) \quad (2.11)$$

Em tempo discreto, esta equação pode ser aproximada pela equação (2.12), em que $\Delta u(k)$ é a variação da ação de controlo no instante k , $e(k)$ é o erro no instante k , $\Delta e(k)$ é a variação do erro no instante k e $\Delta^2 e(k)$ é a segunda diferença do erro no instante k (Ramos, 1998).

$$\Delta u(k) = K_p \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D \Delta^2 e(k) \quad (2.12)$$

O primeiro controlador difuso que surgiu com a inferência de Mamdani foi realizado por Mamdani em 1974. A aplicação consistiu no controlo de uma máquina a vapor (Mamdani, 1974).

Portanto, o controlador difuso, à semelhança dos controladores PD, PI e PID convencionais, tem também dois ou três termos. Existem dois tipos básicos de controladores de Mamdani:

- o controlador PD difuso, que determina a ação de controlo, a partir do erro e da variação do erro (controlo de posição);
- o controlador PI difuso, que calcula a variação da ação de controlo, também a partir do erro e da variação do erro (controlo de velocidade).

Controlador PD difuso

Neste controlador, as variáveis linguísticas de entrada são o erro e a variação do erro, enquanto a variável linguística de saída é a ação de controlo. A lei de controlo é dada pela equação (2.13), sendo que f_{PD} é o mecanismo interno do controlador difuso, que permite transformar as entradas na saída.

$$u(k) = f_{PD}(e(k), \Delta e(k)) \quad (2.13)$$

A estrutura do controlador PD difuso é apresentada na Figura 2.2, com K_e e $K_{\Delta e}$ a serem os fatores de escala associados às entradas e K_u a ser o fator de escala associado à saída (Ramos, 1998). De notar que “FIS” tem o significado de sistema de inferência difuso, portanto, “Mamdani FIS-PD” significa sistema de inferência PD difuso com inferência de Mamdani.

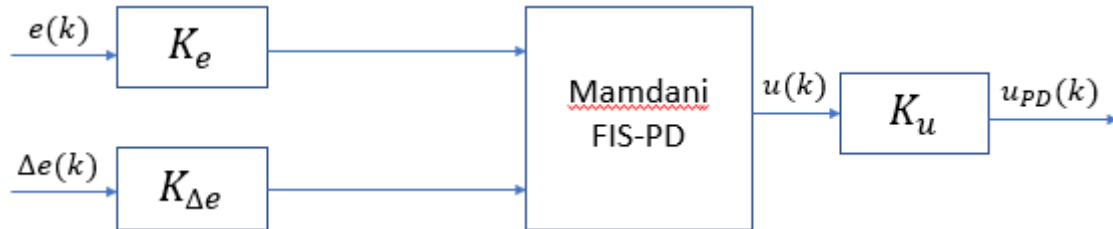


Figura 2.2 - Estrutura do controlador PD difuso.

Nesta solução apresentada, uma das entradas crespas do controlador difuso, neste caso, a variação do erro é multiplicada pelo respetivo fator de escala, como sugere a implementação apresentada por Li e Gatland, com o objetivo de reduzir a influência do intervalo de amostragem sobre o controlo de processos (Li & Gatland, 1996).

Em termos de regras, o erro e a variação do erro são os antecedentes e a ação de controlo é o consequente, que se apresentam na regra dada por (2.14), em que e e Δe são as variáveis linguísticas de entrada, u a variável linguística de saída, $LE_{(i)}$ e $L\Delta E_{(i)}$ são os valores linguísticos dos antecedentes e, por fim, $LU_{(i)}$ é o valor linguístico do consequente.

$$\text{Regra } i: \text{ Se } e \text{ é } LE_{(i)} \text{ e } \Delta e \text{ é } L\Delta E_{(i)} \text{ então } u \text{ é } LU_{(i)} \quad (2.14)$$

A Tabela 2.1 apresenta uma base típica de regras do controlador PD difuso, que é constituída por quarenta e nove regras padrão (Ramos, 1998).

Tabela 2.1 - Base de regras genérica do controlador PD difuso.

$e / \Delta e$	NG	NM	NP	ZO	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP
NM	NG	NG	NG	NM	NP	NP	NP
NP	NG	NG	NM	NP	NP	NP	NP
ZO	NP	NP	NP	ZO	PP	PP	PP
PP	PP	PP	PP	PP	PM	PG	PG
PM	PP	PP	PP	PM	PG	PG	PG
PG	PP	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Controlador PI difuso

Neste controlador, a variação da ação de controlo é utilizada como variável linguística de saída e é também adicionado um somador à saída. A lei de controlo é então dada por (2.15), sendo que f_{PI} é o mecanismo interno do controlador difuso, que permite transformar as entradas na saída.

$$\Delta u(k) = f_{PI}(e(k), \Delta e(k)) \quad (2.15)$$

A estrutura do controlador PI difuso é apresentada na Figura 2.3, com K_e e $K_{\Delta e}$ a serem os fatores de escala associados às entradas e $K_{\Delta u}$ a ser o fator de escala associado à saída. Neste caso, “Mamdani FIS-PI” significa sistema de inferência PI difuso com inferência de Mamdani.

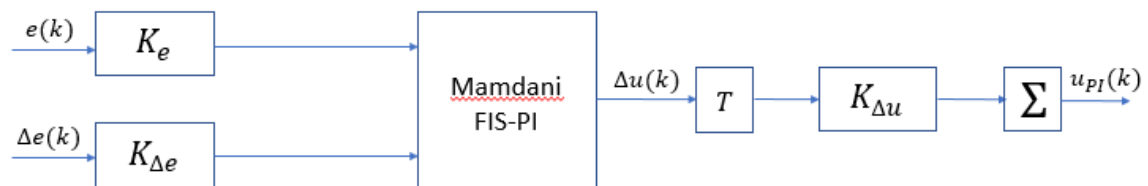


Figura 2.3 - Estrutura do controlador PI difuso.

Neste caso específico do controlador PI difuso, além da variação do erro ser multiplicada pelo respetivo fator de escala, a variação da ação de controlo é multiplicada pelo intervalo de amostragem T .

No que diz respeito às regras, o erro e a variação do erro são os antecedentes e a variação da ação de controlo é o consequente, que se representam na regra dada por (2.16), em que e e Δe são as variáveis linguísticas de entrada, Δu a variável linguística de saída, $LE_{(i)}$

e $L\Delta E_{(i)}$ são os termos linguísticos dos antecedentes e, por fim, $L\Delta U_{(i)}$ é o valor linguístico associado à saída do controlador.

$$\text{Regra } i: \text{ Se } e \text{ é } LE_{(i)} \text{ e } \Delta e \text{ é } L\Delta E_{(i)} \text{ então } \Delta u \text{ é } L\Delta U_{(i)} \quad (2.16)$$

A Tabela 2.2 apresenta uma base de regras característica do controlador PI difuso, que é constituída por quarenta e nove regras padrão (Ramos, 1998).

Tabela 2.2 - Base de regras genérica do controlador PI difuso.

e / Δe	NG	NM	NP	ZO	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZO
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZO	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZO	PP	PM
ZO	NG	NM	NP	ZO	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZO	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZO	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZO	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Controlador PID difuso

Este controlador utiliza três variáveis linguísticas de entrada, que são o erro, a variação do erro e a segunda variação do erro, e uma variável linguística de saída, que é a variação da ação de controlo. A lei de controlo é dada pela equação (2.17), sendo que f_{PID} é o mecanismo interno do controlador difuso, que permite transformar as entradas na saída. A estrutura do controlador PID difuso é apresentada na Figura 2.4, com K_e , $K_{\Delta e}$ e $K_{\Delta^2 e}$ a serem os fatores de escala associados às entradas, $K_{\Delta u}$ a ser o fator de escala associado à saída e T a ser o intervalo de amostragem. Neste caso, “Mamdani FIS-PID” significa sistema de inferência PID difuso com inferência de Mamdani.

$$\Delta u(k) = f_{PID}(e(k), \Delta e(k), \Delta^2 e(k)) \quad (2.17)$$

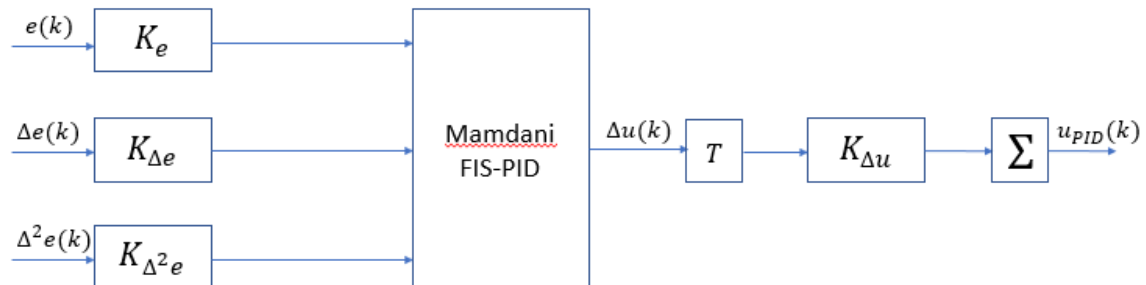


Figura 2.4 - Estrutura do controlador PID difuso.

No que diz respeito às regras, o erro, a variação do erro e a segunda variação do erro são os antecedentes e a variação da ação de controlo é o consequente, que se representam

na regra dada por (2.18), em que e , Δe e $\Delta^2 e$ são as variáveis linguísticas de entrada, Δu a variável linguística de saída, $LE_{(i)}$, $L\Delta E_{(i)}$ e $L\Delta^2 E_{(i)}$ são os termos linguísticos dos antecedentes e, por fim, $L\Delta U_{(i)}$ é o termo linguístico associado ao consequente.

$$\text{Regra } i: \text{ Se } e \text{ é } LE_{(i)}, \Delta e \text{ é } L\Delta E_{(i)} \text{ e } \Delta^2 e \text{ é } L\Delta^2 E_{(i)} \text{ então } \Delta u \text{ é } L\Delta U_{(i)} \quad (2.18)$$

Teoricamente, o controlador PID difuso deveria obter um melhor desempenho, mas o facto de existirem três variáveis linguísticas de entrada, com sete termos linguísticos associados a cada uma, faz com que a base de regras passe a ser constituída por $7^3 = 343$ regras. O elevado número de regras torna ainda mais difícil a concretização do projeto do controlador. Por essa mesma razão foi proposta uma solução híbrida baseada num controlador velocidade/posição do tipo PID, que consiste na combinação das saídas dos controladores PI e PD, que é definida por (2.19), em que u^{PI} é um controlador de velocidade do tipo PI difuso e u^{PD} é um controlador de posição do tipo PD difuso.

$$u^{PID} = u^{PI}(k) + u^{PD}(k) \quad (2.19)$$

A versão deste controlador aumenta a eficiência do controlador, uma vez que reduz a complexidade da base de regras, viabilizando assim mais facilmente o projeto e a sua interpretabilidade (Li & Gatland, 1996; Ramos, 1998). A estrutura híbrida do controlador PID difuso está então representada na Figura 2.5.

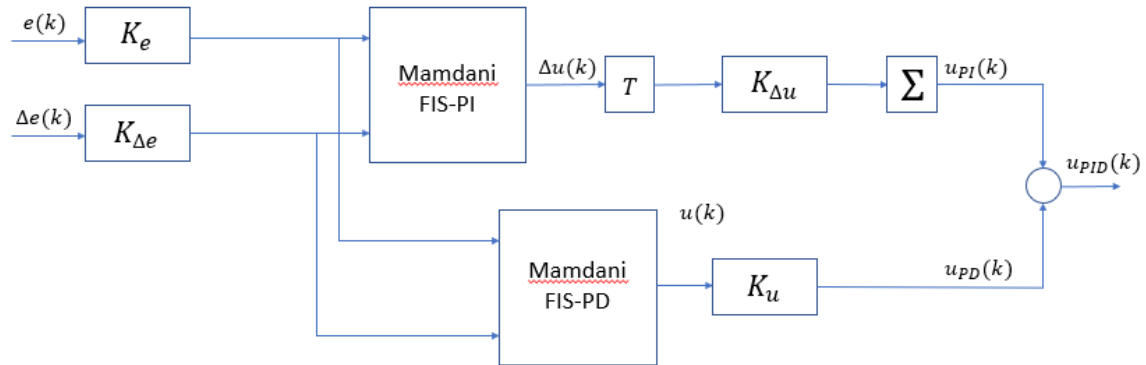


Figura 2.5 - Estrutura híbrida do controlador PID difuso.

No entanto existe uma versão simplificada do controlador PID difuso, que permite reduzir ainda mais a complexidade da síntese da base de regras, e aumentar ao mesmo tempo a eficiência.

A base de regras utilizada nesta estrutura é a do controlador PI difuso, uma vez que o controlo PI é mais adequado, quando se pretende atingir um bom desempenho em regime estacionário. Esta estrutura é simples, fácil de implementar e bastante rápida computacionalmente. A estrutura simplificada está representada na Figura 2.6.

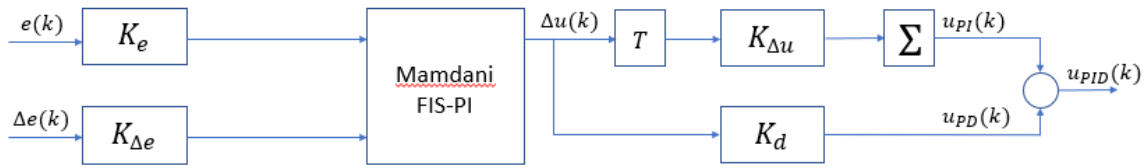


Figura 2.6 - Estrutura simplificada do controlador PID difuso.

O controlador PID difuso simplificado permite quase sempre obter um melhor desempenho que o controlador PI difuso, nomeadamente em sistemas de ordem superior.

2.2.4 Controladores de Takagi-Sugeno-Kang

Takagi e Sugeno propuseram um modelo em 1985 (Takagi & Sugeno, 1985), que permite substituir a decomposição crespa por uma decomposição difusa e a função de comutação lógica por um mecanismo de raciocínio interpolativo. Isto facilita a decomposição do espaço de estados em subsistemas relativamente simples, permitindo interpolar de uma forma suave a dinâmica de sistemas nas várias regiões, às quais um ponto de operação pode pertencer. Além disso, o modelo permite a introdução de conhecimento pericial no particionamento da entrada e do espaço de estados, o que pode vir a ser útil nos casos em que diferentes regiões, associadas a diferentes condições de operação, podem ser especificadas através da utilização de valores linguísticos particulares.

Em 1986, Kang e Sugeno fizeram um excelente trabalho na identificação do modelo difuso. Devido à importância que Kang teve na evolução do modelo difuso proposto em 1985, daí os controladores, que utilizam este modelo se denominarem controladores de Takagi-Sugeno-Kang (Sugeno & Kang, 1986; Tanaka & Wang, 2001).

Neste controlador de Takagi-Sugeno-Kang (TSK), o consequente das regras é descrito por uma função matemática, dito isto doutra forma, por um subsistema. Esta função, normalmente linear, calcula um valor de saída que depende de uma ou mais variáveis de entrada do controlador. Algumas destas variáveis de entrada do controlador são utilizadas nos antecedentes das regras. A Figura 2.7 mostra o exemplo de uma arquitetura do controlador de Takagi-Sugeno-Kang (adaptado de Chen, 2011).

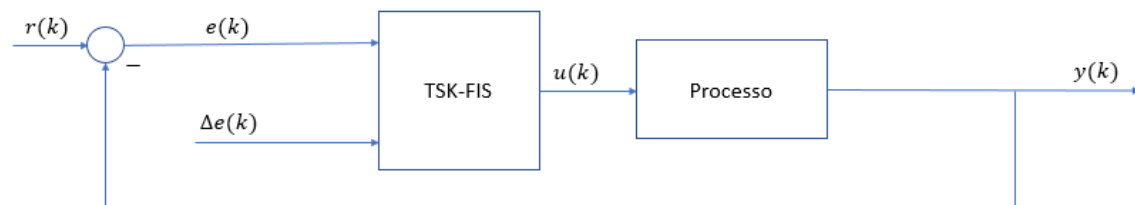


Figura 2.7 - Exemplo de uma arquitetura do controlador de Takagi-Sugeno-Kang.

Portanto, as regras do controlador de Takagi-Sugeno-Kang são dadas pelas equações (2.20) e (2.21), em que u_i é a variável do consequente da regra, cujo valor é inferido, x_i é uma

variável do antecedente da regra, A_i é um conjunto difuso representado por uma função de pertença e $u_i = f_i(x_1, K, x_k)$ é uma função específica, $f : R^k \rightarrow R$.

$$\text{Se } x_1 \text{ é } A_1 \text{ e, } \dots, \text{ e } x_k \text{ é } A_k \text{ então } u_1 = f_1(x_1, \dots, x_k) \quad (2.20)$$

De notar que a equação (2.21) representa o caso geral.

$$\text{Se } x_1 \text{ é } A_1 \text{ e, } \dots, \text{ e } x_k \text{ é } A_k \text{ então } u_m = f_m(x_1, \dots, x_k) \quad (2.21)$$

Para se obter a saída do controlador utiliza-se uma norma-T, normalmente o mínimo ou o produto dos valores das funções de pertença dos antecedentes. A saída do controlador está então representada na equação (2.22), em que $\alpha(u_i)$ representa a intensidade com que a regra i foi disparada.

$$\alpha(u_i) = \min \{\mu_{A_{1i}}(x_{1i}), \dots, \mu_{A_{ki}}(x_{ki})\} \text{ ou } \alpha(u_i) = \prod \{\mu_{A_{1i}}(x_{1i}), \dots, \mu_{A_{ki}}(x_{ki})\} \quad (2.22)$$

A saída resultante do conjunto de regras do sistema é dada por (2.23).

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha(u_i) u_i(x_{1i}, \dots, x_{ki})}{\sum_{j=1}^n \alpha(u_j)} \quad (2.23)$$

Como se pode verificar, a saída u é uma média pesada das saídas individuais de cada regra (u_i), que representa o método de desdifusificação da altura. No caso dos consequentes das regras serem constantes, o funcionamento do controlador de Takagi-Sugeno-Kang é idêntico ao funcionamento dos controladores de Mamdani.

As entradas do controlador são normalizadas, à semelhança dos controladores de Mamdani, o que permite uma maior flexibilidade, no que diz respeito às funções de pertença a serem utilizadas. Não é necessário utilizar explicitamente um método de desdifusificação, já que o resultado de cada regra é um valor crespo e o valor global da saída do controlador é determinado, através da média pesada das saídas individuais de cada regra.

Portanto, cada consequente das regras corresponde a um controlador linear com parâmetros constantes. Existem áreas específicas do espaço de estados, que são dominadas por uma única regra, enquanto que noutras poderá haver sobreposição das regras.

Numa outra perspetiva, também pode ser visto como um conjunto de controladores locais, cada qual com o seu conjunto de parâmetros. Este mecanismo é semelhante ao escalonamento de ganhos, apesar de não ser uma técnica difusa. A utilização de conjuntos difusos, inferência e desdifusificação resulta num “escalonamento de ganhos difuso”, donde a transição de um conjunto de parâmetros do controlador para outro é feito de forma suave (Ramos, 1998; Tanaka, 2001).

2.3 Controlo por modo deslizante (SMC)

2.3.1 Introdução

Para uma classe específica de sistemas não lineares existe um método apropriado de controlo robusto designado por controlo por modo deslizante (SMC – “Sliding Mode Control”). Este método de controlo pode ser aplicado na presença de incertezas no modelo do processo, variação dos parâmetros e perturbações, desde que sejam conhecidos os limites superiores dos seus valores absolutos.

O controlo por modo deslizante foi inicialmente proposto por Vadim Utkin no final da década de 60 (Spurgeon, 2014). Este tipo de controlo é aplicado em várias áreas importantes, como é o caso da aeronáutica.

A desvantagem deste método está relacionada com as variações bruscas na ação de controlo, o que provoca um enorme esforço no atuador. No entanto, isto pode ser minimizado através de uma pequena modificação, que será descrita ao longo do capítulo 2.3 (Ramos, 1998; Ferreira, 2016).

2.3.2 Controlador SMC

Considere-se um sistema SISO, que é dado pelo conjunto de equações em (2.24).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.24)$$

Em que u é a ação de controlo, x_1 é a variável de posição, x_2 é a variável de velocidade, $f(x_1, x_2, t)$ é uma perturbação, em que se assume que $|f(x_1, x_2, t)| \leq L > 0$ e, por fim y é a saída.

Um bom candidato para dinâmicas compensadoras é a equação da superfície deslizante descrita em (2.25).

$$s_d = \dot{e} + ce = 0, c > 0 \quad (2.25)$$

Através da lei de controlo u , consegue-se garantir que a variável s_d tenda para zero em tempo finito. Dado que $e(t) = r(t) - y(t)$ é o erro de controlo associado ao sistema, que $\ddot{y} = f(y, \dot{y}, t) + u$ e atendendo à equação da superfície deslizante, obtém-se a equação (2.26).

$$\dot{s}_d = \ddot{r} + c\dot{r} - c\dot{y} - f(y, \dot{y}, t) - u \rightarrow \dot{s}_d = \varphi(y, \dot{y}, t) - u \quad (2.26)$$

Para a dinâmica, surge uma função candidata de Lyapunov em (2.27).

$$V = \frac{1}{2} s_d^2 \quad (2.27)$$

Para que haja estabilidade assintótica em torno do ponto de equilíbrio $s_d = 0$, é necessário que seja cumprida a seguinte condição: $\dot{V} < 0$, para $s_d \neq 0$. Assim, no projeto de um controlador basta viabilizar uma ação de controlo que obrigue a função V a ser decrescente, de modo a garantir que o sistema é assintoticamente estável.

Com o objetivo de garantir convergência em tempo finito, a condição pode ser modificada para o que está em (2.28).

$$\dot{V} \leq -\alpha\sqrt{V}, \alpha > 0 \quad (2.28)$$

De seguida, ao substituir-se (2.27) em (2.28), obtém-se (2.29).

$$\dot{V} \leq -\frac{\alpha}{\sqrt{2}} |s_d|, \alpha > 0 \quad (2.29)$$

De modo a validar (2.29), deriva-se (2.27) e ao substituir-se (2.26) obtém-se a equação (2.30).

$$\dot{V} = s_d \dot{s}_d = s_d (\varphi(y, \dot{y}, t) - u) \leq |s_d| L - s_d u \quad (2.30)$$

Selecionando $u = \rho \operatorname{sign}(\sigma)$ e ao serem igualadas as equações (2.29) e (2.30), consegue-se chegar à equação (2.31).

$$\dot{V} = s_d \dot{s}_d \leq |s_d| (L - \rho) = -\frac{\alpha}{\sqrt{2}} |s_d| \quad (2.31)$$

Finalmente, o ganho ρ é dado por (2.32), em que L representa a compensação da perturbação $\varphi(y, \dot{y}, t)$ e $\frac{\alpha}{\sqrt{2}}$ é responsável pelo tempo que o modo deslizante demora até ser atingido e que quanto maior for α , mais rapidamente é atingido o modo deslizante.

$$\rho = L + \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \quad (2.32)$$

E é com base em todas estas equações apresentadas para um sistema SISO, que será assim possível apresentar uma figura relativamente à superfície deslizante, de modo a compreender de forma gráfica o funcionamento do controlador de modo deslizante.

Segue-se assim a representação de uma superfície deslizante para um sistema de segunda ordem na Figura 2.8 (Utkin, 2004), conforme a equação diferencial (2.25) (Shtessel et al., 2014; Ferreira, 2016), em que $x = e$, que corresponde ao erro de controlo, $\dot{x} = \dot{e}$, que corresponde à variação do erro e, por fim $s = s_d$, que corresponde à superfície deslizante.

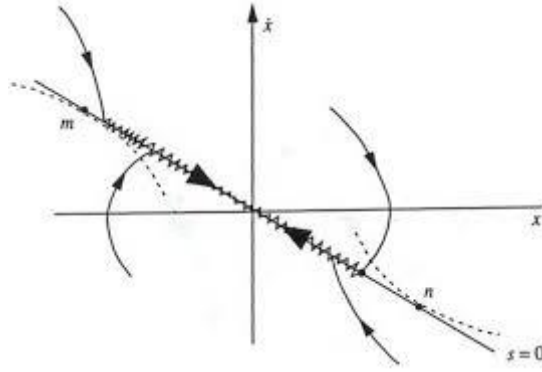


Figura 2.8 - Superfície de modo deslizante para um sistema de segunda ordem.

Analisando o plano de fase, verifica-se a existência de descontinuidades na linha reta $s_d = 0$. No segmento de vizinhança na linha de comutação $s_d = 0$, as trajetórias deslocam-se na direção oposta, levando ao aparecimento de um modo deslizante ao longo da linha (Utkin, 1992).

A partir da equação $\dot{s}_d = 0$ que representa as dinâmicas do modo deslizante obtém-se (2.33).

$$\dot{s}_d = \ddot{e} + c\dot{e} = \ddot{r} - \ddot{y} + \lambda\dot{e} = \ddot{r} - f - u + c\dot{e} = 0 \quad (2.33)$$

Se a função f for conhecida, obtém-se então a ação de controlo equivalente u_{eq} , que garante que $\dot{s}_d = 0$ em (2.34).

$$u_{eq} = -f + \ddot{r} - c\dot{e} \quad (2.34)$$

No caso das dinâmicas do sistema serem desconhecidas, a função f tem de ser substituída pelo seu modelo \hat{f} , daí a ação de controlo equivalente u_{eq} também ser substituída pela sua estimacão \hat{u} em (2.35).

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{r} - c\dot{e} \quad (2.35)$$

De modo a compensar a incerteza devida à substituição de f pela sua estimativa \hat{f} , a estimativa da ação de controlo \hat{u} é então modificada por um termo descontínuo, levando assim à lei de controlo por modo deslizante descrita na equação (2.36).

$$u_{SMC} = -\hat{f} + \Delta^2 r(k) - c\Delta e(k) - k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right) \quad (2.36)$$

A equação (2.36) é constituída por duas partes distintas: uma componente compensadora e uma camada limitadora. A parte compensadora é descrita por (2.37), sendo que \hat{f} , que é normalmente uma função não linear, representa o modelo do processo, $\Delta^2 r(k)$ a segunda variação da referência, λ o declive da reta $\lambda e(k) + \Delta e(k) = 0$ e $\Delta e(k)$ a variação do erro.

$$u_c = -\hat{f} + \Delta^2 r(k) - c\Delta e(k) \quad (2.37)$$

A camada limitadora é definida por (2.38), sendo que k_m é um limite superior para a imprecisão do modelo do processo, e $\text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right)$ é uma função de saturação não linear ((Ramos, 1998).

$$u_l = -k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right) \quad (2.38)$$

Será a partir da equação (2.36), que representa o controlador de modo deslizante que se vai chegar à equação do controlador difuso com modo deslizante, apresentada no subcapítulo 2.4.

2.3.3 Controlador com superfície deslizante do tipo PID

De modo a reduzir o erro em regime estacionário, o controlador SMC pode incorporar um termo integral na superfície deslizante. No entanto, com este termo, a ordem do sistema vai aumentar, o que significa que, se a superfície deslizante corresponder a uma reta, esta vai passar a representar um plano (Ferreira, 2016).

Portanto, a superfície deslizante ficará assim representada na equação (2.39), em que c_1 representa o ganho integral, sendo uma constante estritamente positiva (Zheng et al., 2015).

$$s_d = \dot{e} + ce + c_1 \int_0^t e \, d\tau \quad (2.39)$$

De modo a ultrapassar os problemas associados à superfície deslizante, um controlador PID com base no conceito de modo deslizante pode representar um meio para eliminar o fenómeno de “chattering”, o que é bastante útil nalguns processos, em que as variáveis manipuladas são contínuas e que as mudanças para altas frequências não são permitidas.

Passando agora para a superfície PID deslizante propriamente dita, o controlador PID utiliza a equação de superfície deslizante expressa em (2.39) na entrada, resultando na entrada de controlo descrita em (2.40) e em (2.41), em que k_p é o ganho proporcional, T_i é o tempo integral e T_d é o tempo derivativo. Se forem introduzidos o ganho integral (que é dado por $k_i = k_p/T_i$) e o ganho derivativo (que é dado por $k_d = k_p T_d$).

$$u(t) = u_c + u_l + u_{PID} \quad (2.40)$$

$$u_{PID} = k_p \left(s_d + \frac{1}{T_i} \int s_d \, dt + T_d \frac{ds_d}{dt} \right) \quad (2.41)$$

O controlador PID em termos de s_d é dado na equação (2.42).

$$u_{PID} = k_p s_d + k_i \int s_d dt + k_d \frac{ds_d}{dt} \quad (2.42)$$

A componente proporcional conduz o sistema para a vizinhança da superfície de comutação. Já o termo integral força os estados, de modo a se movimentarem para a superfície de comutação, independentemente dos limites das incertezas e das perturbações. Por fim, a componente derivativa traz um efeito, no sentido de estabilizar o sistema e, também de modo a evitar que a ação de controlo produzida pela integração seja excessiva.

O princípio de funcionamento desta superfície PID deslizante é dado da seguinte forma. Supõe-se que o sistema está inicialmente na região de $s_d > 0$ e que o termo da ação proporcional do controlador PID não é suficiente para conduzir os estados em direção à superfície deslizante. O que resulta num aumento de s_d , e os estados do processo vão assim afastar-se da superfície deslizante. A ação integral vai aumentar a ação de controlo e é suficiente após um período de tempo, para forçar os estados a moverem-se para a superfície deslizante, satisfazendo a condição $\dot{s}_d s_d \leq 0$. À medida que s_d se aproxima da superfície deslizante, a ação de controlo vai ser automaticamente reduzida, porque \dot{s}_d é negativo e s_d está a diminuir (Li et al., 2001).

2.3.4 Chattering

O modo deslizante ideal não existe na prática, uma vez que isso implicaria que o controlo comutasse para frequências infinitas. A ação de controlo $u = \rho \text{sign}(s_d)$ contém um termo descontínuo, que depende do valor de s_d . Na prática, esse termo de comutação não é instantâneo, tal como não é infinitamente preciso, o que leva a que haja oscilações de alta frequência na superfície deslizante (Ferreira, 2016). Na presença de imperfeições na comutação, tais como atrasos no tempo e pequenas constantes de tempo nos atuadores, a descontinuidade no controlo de feedback produz um comportamento particular na dinâmica da vizinhança da superfície deslizante, que normalmente é designado por “chattering” (Perruquetti & Barbot, 2002).

Em vários sistemas de controlo, tais como aeronaves e motores DC, é muito importante atenuar o efeito do “chattering”, por meio de sinais contínuos, por exemplo, as superfícies aerodinâmicas de aeronaves não se podem mover para frente e para trás com altas frequências, mas ao mesmo tempo é desejável que se mantenha a robustez do sistema de controlo, face às incertezas do modelo e às perturbações externas.

O fenómeno de “chattering” traz, no entanto, uma desvantagem, mesmo que seja filtrado na saída do processo, pode levar à excitação de dinâmicas de alta frequência, que não estejam modeladas, o que faz com que o desempenho do sistema degrade e que pode também levar à sua instabilidade.

O fenómeno de “chattering”, que pode ser observado na Figura 2.9 (Perruquetti & Barbot, 2002), também leva a que haja um grande desgaste das peças mecânicas móveis e a grandes perdas de calor nos circuitos de energia elétrica. É por essa razão que muitos procedimentos foram projetados para reduzir ou eliminar o “chattering”.

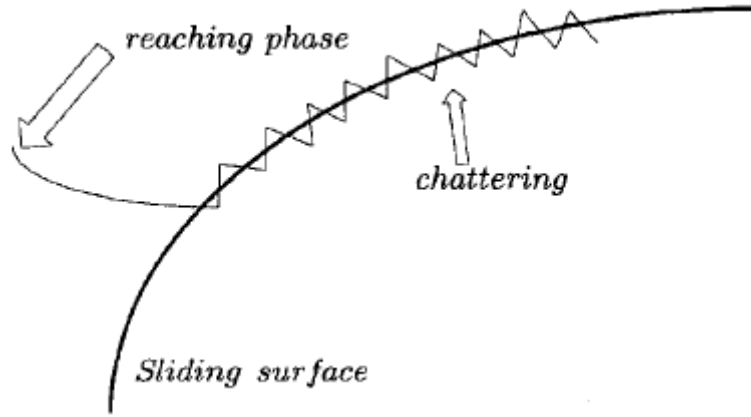


Figura 2.9 - Fenómeno de “chattering”.

Um desses procedimentos consiste num esquema de regulação em alguma da vizinhança da superfície de comutação, o que consiste simplesmente em substituir a função “signum(.)” por uma função contínua, que funcione como um filtro passa-baixo da ação de controlo como por exemplo, uma função sigmóide(.), que está representada na equação (2.43), em que ε é um escalar positivo (Perruquetti & Barbot, 2002; Ferreira, 2016).

$$\text{sign}(s_d) \approx \frac{s_d}{|s_d| + \varepsilon} \quad (2.43)$$

O valor de ε deve ser escolhido de modo a garantir que a ação de controlo se comporte de forma suave. Portanto, ao observar-se que quanto menor for ε , mais próxima a função contínua fica de $\text{sign}(s_d)$, como se pode verificar em (2.44).

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{s_d}{|s_d| + \varepsilon} = \text{sign}(s_d) \quad (2.44)$$

Se o objetivo é eliminar o “chattering”, então ε deve ser aumentado, a ponto de se obter o comportamento desejado para a ação de controlo. Apesar do “chattering” poder ser removido, a robustez do modo deslizante fica comprometida. Uma possível solução para lidar com o “chattering” baseia-se na teoria do modo deslizante de ordem superior (Ferreira, 2016).

2.4 Controlo difuso com modo deslizante

2.4.1 Introdução

Este tipo de controlo é o que será estudado com maior profundidade, uma vez que está intimamente relacionado com o tema desta dissertação. Trata-se de uma combinação do controlo difuso com o controlo por modo deslizante. Será explorada a relação entre controlo difuso e controlo por modo deslizante, assim como o projeto de controladores difusos com inferência de Mamdani, e com base no conceito de modo deslizante.

O controlo difuso com modo deslizante foi introduzido no início dos anos 90 (Ishigame et al., 1991; Kung & Lim, 1992; Palm, 1992).

Neste caso, é explorada a extensão do controlador de modo deslizante com uma camada fronteira, uma vez que esta é uma forma de redefinir um controlador difuso e, visto que tanto o controlo difuso, como o controlo por modo deslizante têm muitas semelhanças na forma como são apresentados. Este tipo de controladores pode utilizar modelos difusos de Mamdani, ou modelos difusos de Takagi-Sugeno-Kang. O foco está centrado nos controladores que utilizam a inferência de Mamdani. Também existem controladores difusos com modo deslizante adaptativos, com uma superfície deslizante PID, entre outros. Serão referidas algumas das aplicações destes tipos de controladores na secção 2.5.

2.4.2 Controlador de modo deslizante com uma camada fronteira

As regras da Tabela 2.3 são deduzidas a partir do plano de fase definido pelas variáveis de entrada do controlador, que são o erro e a variação do erro. São condicionadas, de modo a que abaixo da linha de separação do plano de fase seja gerada uma saída negativa e acima dessa linha uma saída positiva para o controlo (Yager & Filev, 1994; Li & Gatland, 1996; Ramos, 1998).

Tabela 2.3 - Base de regras de um controlador difuso com modo deslizante.

e / Δe	NG	NP	ZO	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	ZO
NP	NG	NG	NP	ZO	PP
ZO	NG	NP	ZO	PP	PG
PP	NP	ZO	PP	PG	PG
PG	ZO	PP	PG	PG	PG

A base de regras apresentada na Tabela 2.3 utiliza as mesmas regras do controlador PI difuso. Neste caso, como se pode verificar, as variáveis de entrada e saída do controlador difuso com modo deslizante são constituídas por cinco termos linguísticos.

Na equação (2.45), a camada limitadora é representada por um controlador difuso, em que a saída do controlador difuso é representada por u_{FLC} (Yager & Filev, 1994; Ramos, 1998).

$$u_{SMFLC} = -\hat{f} + \Delta^2 r(k) - \lambda \Delta e(k) + u_{FLC} \quad (2.45)$$

A lei de controlo resulta da combinação do controlo com modo deslizante com o controlo difuso, em que o controlador difuso é utilizado como ferramenta para criar a camada limitadora. Esta lei apresenta algumas vantagens face ao controlo de modo deslizante, nomeadamente:

- o sinal de controlo apresenta uma menor variância;
- apresenta uma resposta mais rápida.

A vantagem da ação de controlo ser suavizada é resultado da modificação feita no controlador de modo deslizante, que foi a introdução de uma camada fronteira, junto da linha de separação, que também garante que o estado do sistema permaneça dentro desta camada. O objetivo da camada fronteira consiste em eliminar o “chattering”.

A outra vantagem indica que a resposta é mais rápida, devido à estrutura específica da base de regras do controlador difuso (Wang, 1997; Ramos, 1998).

A parte compensadora da lei de controlo contém uma estimativa do processo \hat{f} . Caso não exista um modelo do processo, o controlador de modo deslizante difuso sofre uma simplificação e assim obtém-se (2.46).

$$u_{SMFLC} = \Delta^2 r(k) - \lambda \Delta e(k) + u_{FLC} \quad (2.46)$$

Quando se trata do problema de regulação, ou quando o sinal de referência não muda abruptamente, pode-se assumir que $\Delta^2 r(k) = 0$, vindo a lei de controlo dada pela equação (2.47).

$$u_{SMFLC} = -\lambda \Delta e(k) + u_{FLC} \quad (2.47)$$

Portanto, para determinadas condições, o controlador de modo deslizante difuso é essencialmente um controlador difuso que contém um termo compensador: $-\lambda \Delta e(k)$. A robustez do controlador de modo deslizante difuso decorre da robustez do controlador por modo deslizante e do próprio controlador difuso, uma vez que um controlador difuso funciona como uma camada limitadora, cuja forma é definida pela base de regras.

As funções de pertença das variáveis de entrada do controlador difuso permitem modificar a forma da camada e as suas características de operação.

Através da análise da base de regras constata-se que u é positivo acima da linha de separação e negativo abaixo desta, aumentando de intensidade à medida que a distância entre o estado atual e a linha de separação aumenta. Isto permite evitar descontinuidades nos limites

do plano de fase e possibilitar que o domínio central do plano de fase seja atingido mais rapidamente.

Nas entradas normalizadas (e e Δe) que não pertencem ao plano de fase, o valor da saída deve tomar o valor máximo com o respetivo sinal.

O controlador difuso projetado segundo esta forma é uma extensão do controlador de modo deslizante com uma camada fronteira. Este controlador tem a vantagem de reduzir consideravelmente o número de regras difusas, face ao controlador difuso convencional (Palm et al., 1991; Ramos, 1998).

2.5 Controlo robusto

O controlo robusto foi desenvolvido, no sentido de ter que lidar perante as incertezas associadas a um determinado processo real, onde um determinado sistema esteja a ser testado. Também tem a capacidade de lidar com perturbações externas, que possam estar a interferir no sistema em anel fechado (Zhou, 1999; Dullerud & Paganini, 2005).

A importância que o controlo robusto atualmente tem, prende-se com a capacidade de manter a estabilidade do sistema, enquanto este é testado no processo real. Também tem a capacidade de cumprir requisitos, no que diz respeito às especificações de projeto de um controlador, em que se verificam diferenças entre os resultados obtidos em simulações computacionais e no processo real (Morari & Zafiriou, 1989).

Nesta dissertação, procura-se analisar a robustez dos vários controladores a serem implementados, no sentido de avaliar se estes conseguem lidar com as incertezas associadas ao processo real.

2.6 Trabalhos relacionados

Nesta secção são mencionados alguns dos trabalhos relacionados com o controlo difuso, que explora o conceito de modo deslizante. Existem inúmeras aplicações em diversas áreas que já exploram este tipo de controlo, sendo apresentadas algumas das que estão mais direcionadas para a área de controlo.

Nos anos mais recentes têm surgido várias publicações, no que diz respeito a este tema de dissertação, uma vez que este tipo de controlo veio atenuar, por exemplo, um dos problemas do controlo de modo deslizante, como já foi explicado na secção 2.4.

As primeiras publicações sobre controlo difuso com modo deslizante apareceram no início dos anos 90, mais concretamente a partir de 1991 (Ishigame, 1991). Em 1992, 1995 e em 1998 foram projetados alguns dos primeiros controladores difusos com modo deslizante, em que foram aplicados a um pêndulo invertido (Kung & Lin, 1992; Kim & Lee, 1995; Yu et al.,

1998). Um dos primeiros controladores difusos com modo deslizante implementados de forma adaptativa apareceu em 1997 (El-Kharashi & Sheirah, 1997).

Naturalmente que após as primeiras propostas de projeto de controladores difusos com modo deslizante terem aparecido, começaram a surgir as primeiras aplicações com este tipo de controlo no final dos anos 90. A maior parte das aplicações são industriais, entre as quais se podem referir as seguintes aplicações: processo de neutralização do pH (Zárate & Resende, 2012), braço robótico (Piltan, 2011), drones (Medjghou et al., 2018), sistemas que utilizam o hidrogénio como energia (Chang, 2017), sistema de um “pendubot” (Huynh et al., 2017), manipuladores robóticos (Lu, 2007), piezoelétrico motorizado (Lin & Jheng, 2017), veículos submarinos autónomos (Lakhekar et al., 2015), veículos elétricos (Nasri et al., 2009), gruas de contentores no mar (Ngo et al., 2017), sistemas de suspensão semi-ativa com amortecedor magnetoreológico (Nguyen et al., 2017), robôs móveis (Keighobadi & Mohamadi, 2011), entre outras.

Muito recentemente surgiram novas propostas de controladores dinâmicos difusos com modo deslizante, destinadas a sistemas não lineares não afins. Estes foram baseados nos modelos difusos de Takagi-Sugeno-Kang, que foram aplicados tanto a sistemas estocásticos, como não estocásticos. Ainda foram explorados os controladores dinâmicos difusos com modo deslizante com efeito integral (Gao, 2017).

De seguida, serão descritas algumas das aplicações mais relevantes do controlo difuso com modo deslizante.

Comece-se então por uma aplicação num conversor DC-DC. Um controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante que combina o modo deslizante e o controlo difuso para um conversor “boost” DC-DC foi projetado para obter robustez e melhor desempenho. A Figura 2.10 apresenta a parte do controlador difuso para o conversor “boost”. Um controlador de modo deslizante difuso, no qual a superfície deslizante, cuja referência foi obtida a partir da saída do circuito de tensão externa, foi utilizado para controlar a corrente da bobine. Um controlador PI linear foi utilizado para o circuito externo de tensão. O erro obtido a partir da corrente de carga e da corrente de referência, que é dado pela superfície deslizante e a variação do erro foram utilizadas como entradas para o controlador difuso, que controla o “duty cycle” do sinal que aciona o comutador no circuito conversor. Os resultados da simulação foram apresentados para variações de tensão e carga de entrada, que mostraram a eficácia do sistema de controlo implementado, mas também um bom desempenho na dinâmica do sistema (Duranay, 2018).

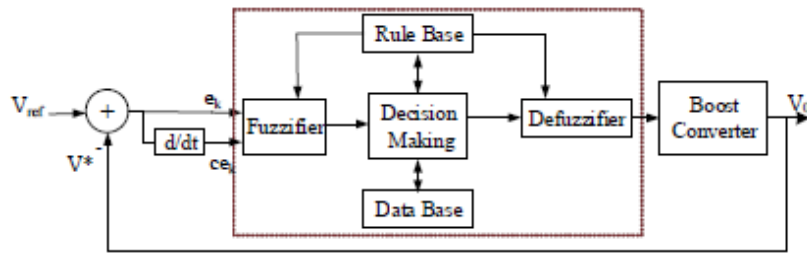


Figura 2.10 - Controlador difuso para o conversor "boost".

Segue-se agora uma aplicação num motor DC. Um controlador de modo deslizante difuso foi proposto para o controlo de seguimento de velocidade de motores DC excitados e separados (SEDCMs). O método foi baseado na estabilidade de Lyapunov e em teoremas de controlo difuso e controlo por modo deslizante. A metodologia difusa foi utilizada para estimar as não linearidades desconhecidas. Quando o sistema está no modo deslizante, o ganho adaptativo na superfície deslizante concebida é utilizado para abordar as perturbações do binário de carga, que são desconhecidas. Os resultados mostraram que o sistema é robusto, perante a presença de não linearidades (Wen et al., 2013).

A próxima aplicação direciona-se para um helicóptero não tripulado. Neste caso, foi utilizado um controlador de modo deslizante difuso adaptativo (AFSMC – “Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller”) para um helicóptero não tripulado à escala de modelo como uma instalação não linear. Portanto, o AFSMC foi projetado para controlá-lo, e a estabilidade assintótica do sistema em anel fechado foi comprovada pelo teorema de estabilidade de Lyapunov. O controlador proposto, que está representado na Figura 2.11, foi ainda comparado com o sistema clássico de controlo por modo deslizante. Os resultados da simulação confirmaram a robustez e a estabilidade do controlador que atingiu o desempenho desejável, para além de ter lidado bem com o indesejável fenómeno de “chattering” (Razzaghiyan & Moghaddam, 2016).

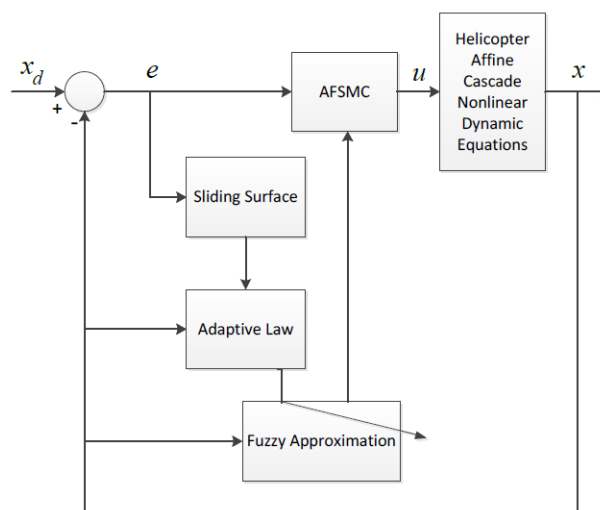


Figura 2.11 - Diagrama de blocos do AFSMC para o helicóptero não tripulado.

Segue-se agora uma aplicação a um sistema de rolamentos magnéticos ativos. Neste caso foi aplicado um controlador PID difuso com inferência de Mamdani numa superfície deslizante do tipo PID. Os resultados obtidos comprovaram o melhoramento do tempo de estabelecimento. O controlador difuso reduziu o “chattering” com sucesso. Portanto, o controlador proposto mostrou a eficácia, com a diminuição dos valores médios no seguimento da distância e também dos valores máximos do erro para a suspensão dos sistemas de rolamentos magnéticos ativos, isto para além de acompanhar muito bem o sinal de referência sinusoidal simulado (Su et al., 2017).

A aplicação seguinte baseia-se numa instalação de energia hidroelétrica. Foi apresentada uma abordagem para o LFC (controlo de frequência de carga) para o sistema HTRS (sistema regulador de turbina hidráulica), que combina o controlo de modo deslizante com o controlo de lógica difusa, onde a robustez do controlador é garantida por uma superfície de modo deslizante predefinida e o fenómeno de “chattering” é aliviado pela lógica difusa. As simulações efetuadas em relação à análise do comportamento dinâmico sem controlador, estabilização de ponto fixo, seguimento periódico de órbita e teste de robustez contra ruídos aleatórios foram realizados utilizando o controlador ótimo PID, o controlador por modo deslizante convencional e o controlador difuso de modo deslizante proposto, de modo a avaliar a validade e a eficácia de diferentes controladores. Os resultados indicaram que o controlador de modo deslizante difuso proposto foi excelente, do ponto de vista do desempenho do sistema (Yuan et al., 2015).

Apresenta-se agora uma aplicação a um sistema de bombeamento de água baseado num conversor DC-DC, de modo a produzir potência máxima vinda do painel solar, com maior velocidade no motor DC e mais quantidade de água. Este método combinou duas técnicas diferentes de seguimento: controlo por modo deslizante, de modo a garantir melhor estabilidade e lógica difusa, com a finalidade de aprimorar a produção de energia. Os resultados da simulação, com diferentes valores de temperatura e de irradiação que são comparados ao controlador por modo deslizante e ao método de observação e perturbação demonstraram a eficácia e a robustez do controlador proposto (Miqoi et al., 2017).

Foi desenvolvido também um controlador para um motor de relutância comutado. A Figura 2.12 apresenta um diagrama de blocos do controlo de velocidade do motor de relutância comutado. Os resultados deste estudo mostraram que a sobre-elevação foi completamente eliminada e a velocidade de resposta melhorou, quando o controlador proposto foi utilizado para o controlo de velocidade do motor de relutância comutado. Os resultados foram comparados com os de um controlador PI convencional, o que permitiu concluir que um controlador de modo deslizante difuso teve um desempenho melhor do que o de um controlador PI convencional no que diz respeito ao tempo de subida, sobre-elevação, tempo de estabelecimento e erro em regime estacionário. Além disso, a variação de velocidade do motor era baixa com o controlador de modo deslizante difuso, em comparação com o controlador PI convencional (Prasad et al., 2016).

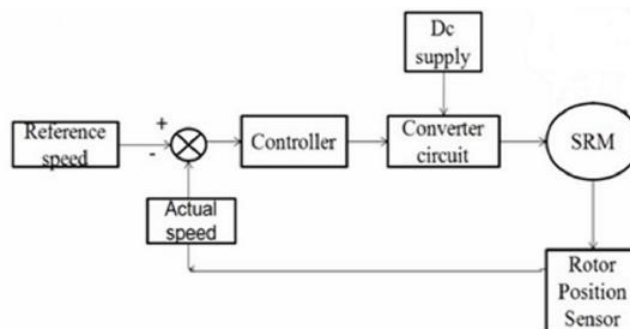


Figura 2.12 - Diagrama de blocos para o controlador de velocidade do motor de relutância comutado.

Muito recentemente foi proposto um controlador para o controle de trajetória de uma aeronave estratosférica. Foram apresentadas simulações para demonstrar o desempenho do controlador proposto, e os resultados da simulação indicaram que o controlador de modo deslizante difuso reduziu efetivamente a vibração, e assegurou a convergência de forma mais rápida e com melhor precisão, comparativamente com o controlador por modo deslizante. Mais, estes resultados demonstraram com sucesso, o desenvolvimento e aplicação do controlador difuso com modo deslizante de anel duplo para o controle da trajetória dos dirigíveis estratosféricos. Comparando com o controlador por modo deslizante com um único anel de controle e ainda com o controlador PD convencional, o controlador proposto pode efetivamente reduzir o “chattering” e melhorar a qualidade da dinâmica do sistema, assim como a sobre-elevação (Yao et al., 2018).

Segue-se uma aplicação do controlador difuso com modo deslizante ao sistema de três tanques, que foi publicado em 2018. Um controlador difuso com modo deslizante adaptativo indireto foi proposto, com base em desigualdades matriciais lineares (LMI's). O controlador difuso com inferência de Takagi-Sugeno-Kang foi utilizado para aproximar a dinâmica desconhecida do sistema não linear de três tanques, que é considerado um sistema muito complicado, devida às não linearidades. Os parâmetros da superfície deslizante foram obtidos pela resolução de uma desigualdade matricial linear (LMI). Os resultados das simulações experimentais comprovaram a eficácia desta abordagem, em que o controlador tem como grande vantagem poder gerar um sinal de controle contínuo e otimizado (Mellouli et al., 2018).

Por fim destacam-se alguns dos artigos publicados até à data de escrita da dissertação. Num deles, foi proposto um controlador difuso com modo deslizante adaptativo fracionário baseado no projeto de “backstepping” (Liang & Fei, 2019). Num outro artigo foi implementado um controlador de modo deslizante de ordem fracionária, num sistema de satélite conectado, com saturação na entrada do sistema (Xu et al., 2019). Houve uma proposta de um controlador síncrono de um duplo recipiente para uma ponte rolante (Wang et al., 2019). Ainda houve um artigo a propor o desenvolvimento de controladores difusos do tipo Mamdani com modo deslizante, com base na análise de Lyapunov (Prieto et al., 2019).

3 Metodologias de Controlo Propostas

3.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se as metodologias de controlo que foram desenvolvidas no âmbito desta tese. Todo o desenvolvimento realizado e implementado ao longo desta dissertação, com o intuito de atingir os objetivos inicialmente propostos está descrito neste capítulo.

3.2 Controlador PID clássico

Este controlador foi implementado em tempo discreto, com base no algoritmo elaborado por K. Åström (Åström & Wittenmark, 1997). As equações de (3.1) a (3.10) representam o algoritmo do controlador PID clássico, em que $e(k)$ é o erro de controlo, que é definido pela equação (3.1), $r(k)$ é a referência, $y(k)$ é a saída do sistema, bi representa o ganho integral, ad e bd são os ganhos derivativos, ao representa o ganho “anti-windup”, onde se considerou que $T_t = T_i$, $P(k)$, $I(k)$ e $D(k)$ representam os valores das componentes proporcional, integral e derivativa do controlador PID nas equações (3.6), (3.10) e (3.7), respetivamente, $v(k)$ é a ação de controlo não saturada, que é expressa na equação (3.8) e, por fim, $u(k)$ é a ação de controlo saturada que é aplicada ao sistema em causa, que é dada na equação (3.9).

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (3.1)$$

$$bi = \frac{K_p T_s}{T_i} \quad (3.2)$$

$$ad = \frac{2 T_d - N T_s}{2 T_d + N T_s} \quad (3.3)$$

$$bd = \frac{2 K_p N T_d}{2 T_d + N T_s} \quad (3.4)$$

$$ao = \frac{T_s}{T_t} \quad (3.5)$$

$$P(k) = K_p e(k) \quad (3.6)$$

$$D(k) = ad D(k-1) - bd (y(k) - y(k-1)) \quad (3.7)$$

$$v(k) = P(k) + I(k-1) + D(k) \quad (3.8)$$

$$u(k) = sat(v(k), ulow, uhigh) \quad (3.9)$$

$$I(k) = I(k-1) + bi e(k) + ao(u(k) - v(k)) \quad (3.10)$$

3.3 Controlador PID difuso

Este controlador utilizou a inferência difusa de Mamdani. A sua estrutura é baseada na versão mais simplificada descrita na secção 2.2.3, em que a base de regras utilizada é a de um controlador PI difuso. A sua estrutura está representada na Figura 3.1.

A base de regras utilizada nesta estrutura é a do controlador PI difuso, uma vez que o controlo PI é mais adequado, quando se pretende atingir um bom desempenho em regime estacionário. Esta estrutura é simples, fácil de implementar e bastante rápida computacionalmente, à semelhança do que já tinha sido descrito na secção 2.2.3, onde foi apresentada e descrita esta versão simplificada do controlador PID difuso.

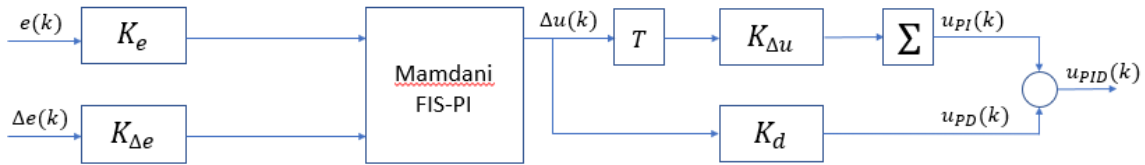


Figura 3.1 - Estrutura simplificada do controlador PID difuso.

Uma vez que a equação da ação de controlo deste controlador é dada pela equação (3.11).

$$u_{PID}(k) = u_{PI}(k) + u_{PD}(k) \quad (3.11)$$

Então, a partir desta nova estrutura difusa, consegue-se chegar às equações (3.12), (3.13) e (3.14).

$$u_{PI}(k) = \sum T K_{\Delta u} \Delta u(k) \quad (3.12)$$

$$u_{PD}(k) = K_d \Delta u(k) \quad (3.13)$$

$$u_{PID}(k) = \left(\sum T K_{\Delta u} + K_d \right) \Delta u(k) \quad (3.14)$$

A ação de controlo PI é dada pela equação (3.12), a ação de controlo PD é definida pela equação (3.13) e a ação de controlo do controlador PID difuso é então dada pela equação (3.14). De notar que $K_{\Delta u}$ é o fator de escala da variável linguística de saída (a variação da ação de controlo $\Delta u(k)$), e que K_d representa o ganho derivativo, que permite a compensação PD.

A implementação deste controlador foi feita, a partir da ferramenta “Fuzzy Logic Toolbox”, disponível em “Matlab”, como se pode verificar na Figura 3.2.

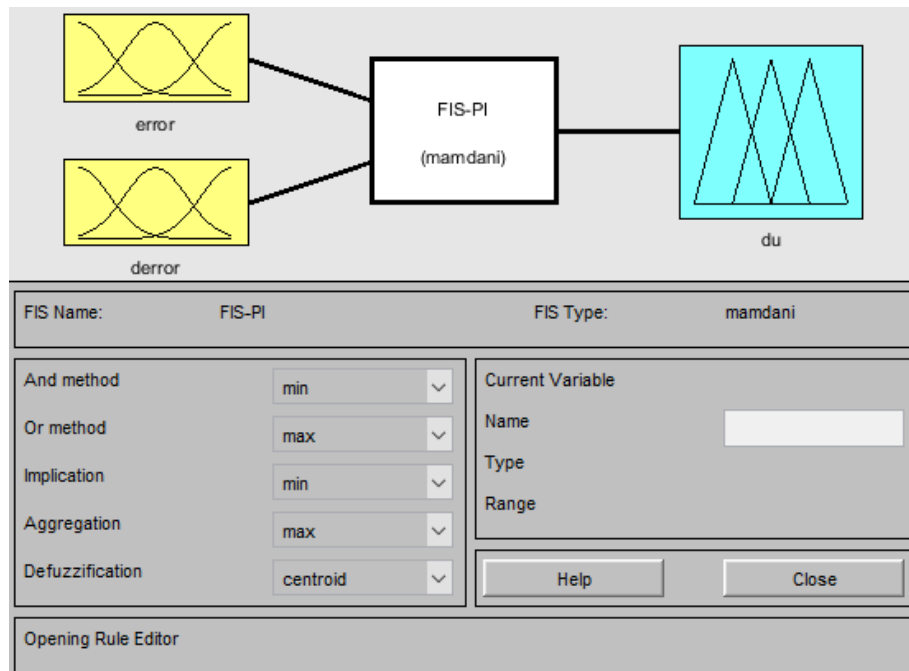


Figura 3.2 - Estrutura do sistema FIS-PI com a inferência de Mamdani.

Como se pode verificar na Figura 3.2, o “And method” é implementado pelo operador “min”, o “Or method” é implementado pelo operador “max”, a implicação de Mamdani é implementada pelo operador “min”, a agregação é implementada pelo operador “max” e a desfusificação é implementada pelo método do centroide.

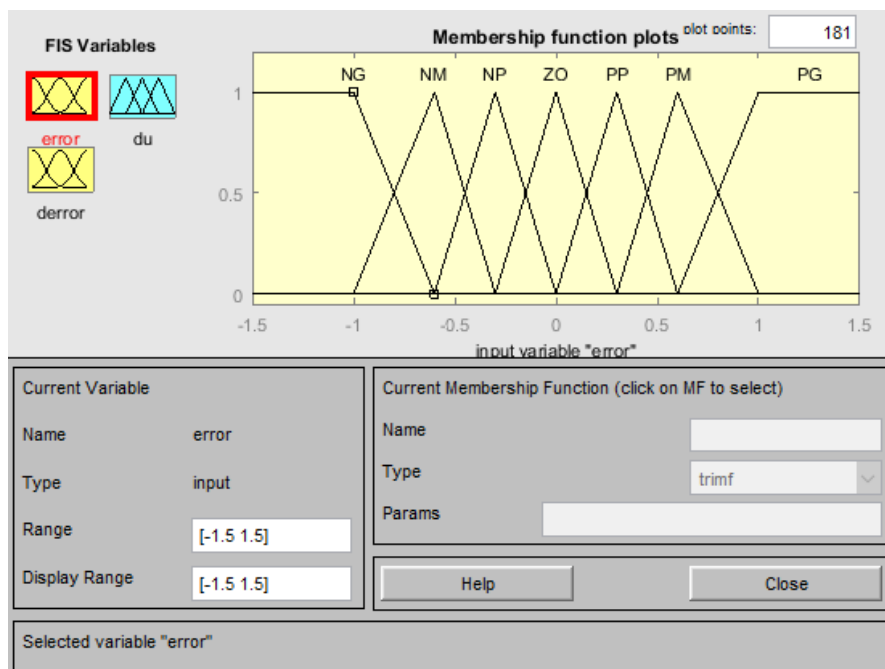


Figura 3.3 - Funções de pertença do sistema FIS-PI com a inferência de Mamdani.

A Figura 3.3 mostra as funções de pertença do sistema PID difuso que são triangulares e associadas aos conjuntos difusos utilizados para o erro, a variação do erro e a saída do sistema difuso.

A estrutura do controlador difuso apresentada neste subcapítulo, para além de ter sido utilizada na implementação do controlador PID difuso, foi também utilizada na implementação do controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante.

3.4 Controlador por modo deslizante (SMC)

Apresenta-se nesta secção o controlador por modo deslizante, em que numa primeira versão, as equações são deduzidas, tendo em conta que a superfície deslizante é do tipo PD. Numa segunda versão, são apresentadas as equações, com uma superfície deslizante do tipo PID.

A versão do controlador por modo deslizante com superfície deslizante do tipo PD é dada pelas equações de (3.15) até à (3.19). O erro de controlo é representado pela equação (3.15), a derivada do erro é dada pela equação (3.16), a superfície deslizante é dada pela equação (3.17), a ação de controlo não saturada é expressa pela equação (3.18) e, por fim, a ação de controlo saturada é definida pela equação (3.19). Os parâmetros que se encontram presentes neste controlador são: o ganho do erro g_e , o tempo de amostragem T_s , o polo do filtro passa-alto p_c , o parâmetro de velocidade λ , o parâmetro de estabilidade ρ_c e o ganho para atenuar o *chattering* ε_c .

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (3.15)$$

$$d_e(k) = g_e \frac{(e(k) - e(k-1))}{T_s} p_c d_e(k-1) \quad (3.16)$$

$$s_d(k) = \lambda e(k) + d_e(k) \quad (3.17)$$

$$v(k) = \rho_c \frac{s_d(k)}{|s_d(k)| + \varepsilon_c} \quad (3.18)$$

$$u(k) = \text{sat}(v(k), [0; 1]) \quad (3.19)$$

De seguida apresenta-se a versão do controlador de modo deslizante, com superfície deslizante do tipo PID. Portanto, a arquitetura de controlo em tempo discreto segue as equações (3.20) até (3.26). O erro de controlo é representado pela equação (3.20), a derivada do erro é dada pela equação (3.21), o integral do erro com termo “anti-windup” é definido pela equação (3.22), a superfície deslizante é dada pela equação (3.23), a ação de controlo não saturada é expressa pela equação (3.24) e, por fim, a ação de controlo saturada é definida pela equação (3.25). Os parâmetros que se encontram presentes neste controlador são: o ganho do erro g_e , o tempo de amostragem T_s , o polo do filtro passa-alto p_c , o ganho “anti-windup” g_{aw} , o

ganho integral c , o parâmetro de velocidade λ , o parâmetro de estabilidade ρ_c e o ganho para atenuar o *chattering* ε_c .

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (3.20)$$

$$d_e(k) = g_e \frac{(e(k) - e(k-1))}{T_s} p_c d_e(k-1) \quad (3.21)$$

$$g_{aw} = \frac{T_s c}{\lambda} \quad (3.22)$$

$$i_e(k) = i_e(k-1) + T_s e(k) + g_{aw}(u(k-1) - v(k-1)) \quad (3.23)$$

$$s_d(k) = \lambda e(k) + c i_e(k) + d_e(k) \quad (3.24)$$

$$v(k) = \rho_c \frac{s_d(k)}{|s_d(k)| + \varepsilon_c} \quad (3.25)$$

$$u(k) = \text{sat}(v(k), [0; 1]) \quad (3.26)$$

De notar que as versões do controlador por modo deslizante foram ambas implementadas no controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante, em que as metodologias de controlo associadas a este controlador serão descritas no próximo subcapítulo.

3.5 Controlador de Mamdani com modo deslizante

3.5.1 Controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD

Neste capítulo apresenta-se a combinação de um controlador difuso (com inferência de Mamdani) com um controlador de modo deslizante, que não é mais do que uma extensão do controlador de modo deslizante com uma camada fronteira. Este controlador utiliza a mesma estrutura do controlador difuso apresentada na secção 3.2 e incorpora as equações do controlador por modo deslizante apresentadas na secção 3.3.

A partir desta secção, o controlador difuso com modo deslizante passa a ser tratado por controlador FSMC. Este controlador utiliza uma superfície deslizante do tipo PD.

Considere-se o seguinte sistema dinâmico em tempo contínuo dado pela equação (3.27), em que $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ é um vetor de estado, $d(t)$ representam as perturbações e $u(t)$ é a ação de controlo.

$$x^{(n)}(t) = f(x, t) + u(t) + d(t) \quad (3.27)$$

Sendo $f(x, t)$ uma função não linear do vetor de estado x e do tempo t , dada pela equação (3.28), em que $\hat{f}(x, t)$ é uma estimativa de f , e também o modelo do processo em questão; $\Delta f(x, t)$ são as incertezas do modelo.

$$f(x, t) = \hat{f}(x, t) + \Delta f(x, t) \quad (3.28)$$

Assume-se que $\Delta f(x, t)$, na aproximação da função f pelo modelo \hat{f} é delimitada superiormente por uma função conhecida $F(x, t)$, como se pode verificar na equação (3.29).

$$|\Delta f(x, t)| \leq F(x, t) \quad (3.29)$$

O problema de controlo consiste em obter o estado x , para seguir o estado desejado r , na presença de incertezas associadas ao modelo e de perturbações. O erro de seguimento é dado pela equação (3.30).

$$e = x - r = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T \quad (3.30)$$

Então, uma superfície deslizante estável (linha de comutação para sistemas de 2ª ordem) é definida pelas equações (3.31) e (3.32).

$$s_d(x, t) = 0 \quad (3.31)$$

$$s_d(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e, \text{ para } \lambda \geq 0 \quad (3.32)$$

Considere-se agora um sistema de 2ª ordem, dado pela equação (3.33).

$$\ddot{x}(x, t) = f(x, t) + u(t) + d(t) \quad (3.33)$$

Então a superfície deslizante $s_d = 0$ transforma-se numa linha de comutação dada pela equação (3.34).

$$s_d = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right) e = \dot{e} + \lambda e = 0 \quad (3.34)$$

A partir da equação $\dot{s}_d = 0$, que representa as dinâmicas do modo deslizante tem-se na equação (3.35).

$$\dot{s}_d = \ddot{e} + \lambda \dot{e} = \ddot{x} - \ddot{r} + \lambda \dot{e} = f + u + d - \ddot{r} + \lambda \dot{e} = 0 \quad (3.35)$$

Se a função f for conhecida, obtém-se então a ação de controlo equivalente u_{eq} , que garante que $\dot{s}_d = 0$ e dada pela equação (3.36).

$$u_{eq} = -f + \ddot{r} - \lambda \dot{e} \quad (3.36)$$

No caso das dinâmicas do sistema serem desconhecidas, a função f tem de ser substituída pelo seu modelo \hat{f} , daí a ação de controlo equivalente u_{eq} também tenha de ser substituída pela sua estimativa \hat{u} , obtém-se a equação (3.37).

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} \quad (3.37)$$

De modo a compensar a incerteza devida à substituição de f pela sua estimativa \hat{f} , a estimativa da ação de controlo \hat{u} é então modificada por um termo descontínuo, levando assim à lei de controlo por modo deslizante dada pela equação (3.38), já apresentada anteriormente na secção 2.3.2.

$$u_{SMC} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} - k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right) \quad (3.38)$$

Para se obter o controlador difuso com modo deslizante, basta então substituir a camada limitadora $-k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right)$ por um controlador difuso, obtendo-se assim a equação (3.39).

$$u_{SMFLC} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} + u_{FLC} \quad (3.39)$$

Apresenta-se de seguida a equação (3.40), que representa a ação de controlo do controlador difuso com modo deslizante em tempo discreto, em que \hat{f} representa uma estimativa do modelo do processo, $\Delta^2 r(k)$ é a segunda derivada da referência, $\Delta e(k)$ é a derivada do erro, u_{FLC} é a ação de controlo do controlador difuso e, por fim, λ corresponde à velocidade que o erro de controlo converge para zero, depois do sistema em causa já se encontrar em modo deslizante.

$$u_{SMFLC}(k) = -\hat{f} + \Delta^2 r(k) - \lambda \Delta e(k) + u_{FLC}(k) \quad (3.40)$$

3.5.2 Controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID

Nesta secção apresenta-se o projeto do controlador FSMC, em que a superfície deslizante é do tipo PID.

Considere-se o mesmo sistema dinâmico descrito em (3.27).

Considerando também todas as equações desde a de (3.28) até à (3.32), em que se considera o sistema de 2ª ordem, dado por (3.33), então a superfície deslizante $s_d = 0$ transforma-se numa linha de comutação e dada pela equação (3.41).

$$s_d = \left(\frac{d}{dt} + \lambda + c \int dt \right) e = \dot{e} + \lambda e + c \int e = 0 \quad (3.41)$$

A partir da equação $\dot{s}_d = 0$, que representa as dinâmicas do modo deslizante tem-se na equação (3.42).

$$\dot{s}_d = \ddot{e} + \lambda \dot{e} + c e = \ddot{x} - \ddot{r} + \lambda \dot{e} + c e = f + u + d - \ddot{r} + \lambda \dot{e} + c e = 0 \quad (3.42)$$

Se a função f for conhecida, obtém-se então a ação de controlo equivalente u_{eq} , que garante que $\dot{s}_d = 0$, sendo representada pela equação (3.43).

$$u_{eq} = -f + \ddot{r} - \lambda \dot{e} - ce \quad (3.43)$$

No caso das dinâmicas do sistema serem desconhecidas, a função f tem de ser substituída pelo seu modelo \hat{f} , daí a ação de controlo equivalente u_{eq} também tenha de ser substituída pela sua estimativa \hat{u} , de acordo com a equação (3.44).

$$\hat{u} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} - ce \quad (3.44)$$

De modo a compensar a incerteza devida à substituição de f pela sua estimativa \hat{f} , a estimativa da ação de controlo \hat{u} é modificada por um termo descontínuo, levando assim à lei de controlo de modo deslizante dada pela equação (3.45).

$$u_{SMC} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} - ce - k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right) \quad (3.45)$$

Para se obter o controlador difuso com modo deslizante, basta então substituir a camada limitadora $-k_m \text{sat}\left(\frac{s_d}{T}\right)$ por um controlador difuso, ficando a equação dada por (3.46).

$$u_{SMFLC} = -\hat{f} + \ddot{r} - \lambda \dot{e} - ce + u_{FLC} \quad (3.46)$$

Apresenta-se de seguida a equação (3.47) que representa a ação de controlo em tempo discreto do controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante, em que a superfície deslizante é do tipo PID, em que \hat{f} representa uma estimativa do modelo do processo, $\Delta^2 r(k)$ é a segunda derivada da referência, $\Delta e(k)$ é a derivada do erro, u_{FLC} é a ação de controlo do controlador difuso, c corresponde ao ganho integral e, por fim, λ corresponde à velocidade de convergência do erro de controlo para zero, depois do sistema em causa já se encontrar em modo deslizante.

$$u_{SMFLC}(k) = -\hat{f} + \Delta^2 r(k) - \lambda \Delta e(k) - ce(k) + u_{FLC}(k) \quad (3.47)$$

Procuraram-se obter os melhores valores para a implementação deste controlador, nomeadamente, nos fatores de escala e no declive da equação que define a superfície deslizante ($s_d(k) = \Delta e(k) + \lambda e(k) + c \int e(k) = 0$). No capítulo 4 serão descritos os vários cenários testados e os valores que foram utilizados, de modo a projetar os controladores da melhor forma.

3.5.3 Métricas de desempenho

A avaliação de desempenho dos vários controladores será feita a partir de duas métricas: o erro quadrático médio (MSE – “Mean Squared Error”) e a variância da ação de controlo.

$$MSE = \frac{\sum_{k=1}^N (r(k) - y(k))^2}{N} \quad (3.48)$$

$$VAR = \frac{\sum_{k=1}^N |u(k) - MSE(u(k))|^2}{N - 1} \quad (3.49)$$

Em ambiente “Matlab”, estas duas métricas agora apresentadas são calculadas, através da chamada às funções dadas em (3.50) e em (3.51) (MathWorks, 2019a; MathWorks, 2019b), em que $(k - n + 1:k)$ representa o conjunto de amostras presente na janela deslizando, quando o controlo está ativo.

$$mse(e(k - n + 1:k)) \quad (3.50)$$

$$var(u(k - n + 1:k)) \quad (3.51)$$

4 Resultados de Simulação e Experimentais

Neste capítulo é feita uma descrição do processo experimental a ser utilizado para analisar as metodologias de controlo que foram implementadas e validadas ao longo desta dissertação. Também é efetuada a modelação analítica do processo didático AMIRA DTS 200, constituído por três vasos comunicantes, em que se incluirá a descrição de cada um dos parâmetros do processo, assim como as equações diferenciais que permitem modelar o nível de líquido de cada um dos tanques.

Ainda neste capítulo são descritos com cuidado todos os resultados obtidos no âmbito desta dissertação, para as várias abordagens e metodologias de controlo propostas e implementadas. Foram desenvolvidas simulações computacionais e simulações no processo real, sendo que todos os programas, que permitiram implementar os algoritmos dos vários controladores, foram desenvolvidos no “software Matlab”.

O processo real que foi utilizado para aplicar os vários controladores foi o sistema de três tanques AMIRA DTS-200.

4.1 Descrição do processo real AMIRA DTS-200

O processo real que foi utilizado nesta dissertação é representado por um sistema de três tanques da marca AMIRA com o modelo DTS 200, tal como se pode verificar na Figura 4.1.



Figura 4.1 - Processo de três tanques AMIRA DTS 200.

O sistema representado é MIMO, não linear, não afim e as não linearidades são parametrizadas não linearmente por parâmetros desconhecidos, isto é, o sistema em causa apresenta dinâmicas desconhecidas admitindo que não está acessível o modelo do processo. É constituído por três vasos de acrílico ligados entre si por tubos de secção circular, equipados por válvulas de seccionamento esféricas. Os tanques 1 e 2 encontram-se posicionados nas laterais do sistema e são alimentados diretamente com água destilada, que se encontra armazenada no reservatório inferior, através de duas bombas individuais (Pump 1 e Pump 2).

Já o tanque 3 está instalado na parte central do mesmo sistema. Cada um dos tanques possui um sensor de pressão, que monitoriza o nível de líquido no tanque.

A válvula de escoamento principal, que é a saída principal de líquido no processo, encontra-se localizada no tanque 2. A medição dos níveis de líquido é feita, a partir de transdutores piezoresistivos, na gama $[-10;10]$ Volts. Ainda existem três válvulas complementares, às quais podem ser introduzidas falhas ou perturbações, que estão colocadas na base de cada um dos vasos e que servem como caudais de fuga.

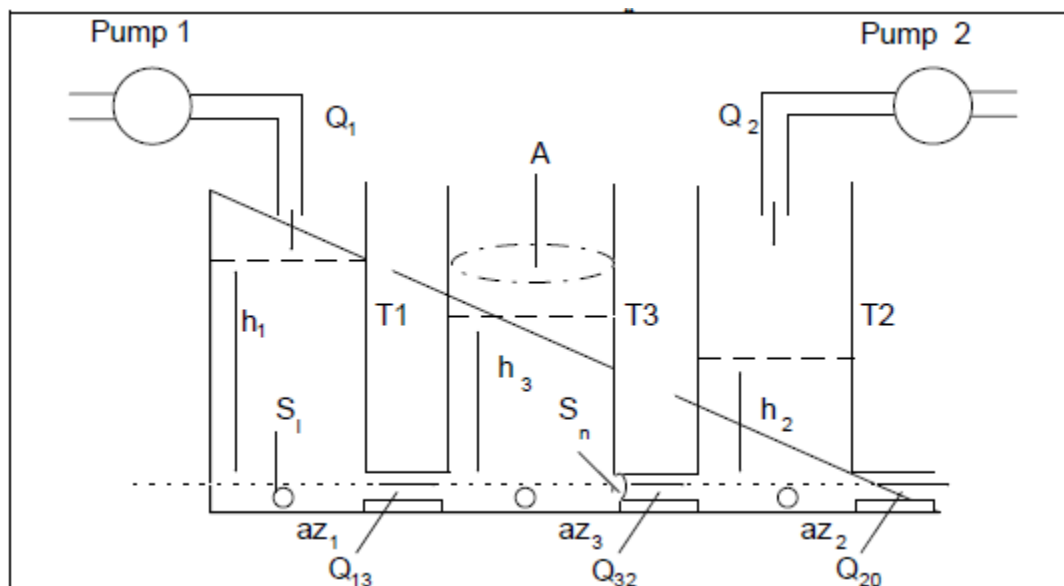


Figura 4.2 - Esquema do processo AMIRA DTS 200.

O objetivo passou por controlar o nível de água dos tanques 1 e 2, com os sinais de entrada (bombas 1 e 2) e de saída (sensores de nível dos tanques 1 e 2) a serem normalizados entre 0 e 1. Esta normalização deve-se ao operador humano poder ter uma interação simplificada com as variáveis em estudo, já que, os limites superior e inferior de cada uma das variáveis estão definidos. Outro motivo para esta normalização das variáveis prende-se com a possibilidade de representar graficamente cada uma das variáveis numa escala, que seja compatível entre todas elas.

Tiveram de ser assumidos determinados valores para algumas das variáveis, nomeadamente, o intervalo de amostragem ($T_s = 1\text{ s}$) e o tempo de simulação (duração de 1600 segundos). Também tiveram que ser considerados valores específicos de referência para os tanques 1 e 2, variando em determinados momentos durante cada uma das experiências. As condições iniciais aplicadas aos sinais de entrada e de saída do processo foram nulas.

4.1.1 Modelo do sistema

O modelo do processo utilizado foi baseado no manual do processo (Amira GmbH, 2002) e é aqui descrita a sua modelação.

Perante o esquema apresentado, seguem-se os valores de cada um dos parâmetros associados ao processo, de acordo com a Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Especificações técnicas do processo AMIRA DTS 200.

Especificações	Valor
A	$0,0146 \text{ m}^2$
S_n	$5 \times 10^{-5} \text{ m}^2$
H_{max}	$0,62 \text{ m}$
Q_{1max}	$1 \times 10^{-4} \text{ m}^3/\text{s}$
Q_{2max}	$1 \times 10^{-4} \text{ m}^3/\text{s}$
g	$9,8 \text{ m/s}^2$
N	$2,5$
a_{z1}	$0,4473$
a_{z2}	$0,7357$
a_{z3}	$0,4429$
M_{h1}	$3,8231$
M_{h2}	$3,6407$
M_{h3}	$3,6846$
B_{h1}	$-0,02$
B_{h2}	$0,0163$
B_{h3}	$0,0962$

Tem-se que A é a área da secção, S_n é a secção do tubo de conexão, H_{max} é a altura máxima de cada tanque, Q_{1max} e Q_{2max} são os caudais máximos das bombas 1 e 2, respetivamente, N é o valor utilizado para a normalização dos valores dos níveis dos tanques, a_{z1} , a_{z2} e a_{z3} são os coeficientes de vazão, M_{h1} , M_{h2} , M_{h3} , B_{h1} , B_{h2} e B_{h3} são parâmetros do modelo.

De notar que o modelo foi construído, assumindo que o nível no tanque 1 é sempre superior ao nível no tanque 2.

Relativamente à descrição analítica do sistema, apresentam-se as seguintes equações.

Os caudais volúmicos entre os tanques (Q_{13} , Q_{32} e Q_{20}) e os respetivos caudais de descarga direta (Q_{10} , Q_{30} , Q_3) são dados pela seguinte expressão em (4.1), onde ξ_i é o coeficiente de caudal (varia entre 0 e 1) e $\Delta h(t)$ é o nível de líquido no tanque (m).

$$Q_{ij} = \xi_i \times \text{sign}[\Delta h(t)] \times S_n \times \sqrt{2g\Delta h(t)} \quad (\text{m}^3/\text{s}) \quad (4.1)$$

Assumindo como entradas $u_1(t)$ e $u_2(t)$ as tensões elétricas aplicadas às eletrobombas 1 e 2 e assumindo também $h(t)$ como saída dos níveis dos tanques, aplicou-se a Lei da Conservação da Massa em (4.2), sendo que i representa cada um dos três tanques.

$$\frac{dM_i}{dt} = \sum Q_{entrada}(t) - Q_{saída}(t), \text{ com } i = 1,2,3, \dots \quad (4.2)$$

Considerou-se que $\frac{dM_i}{dt}$ é descrito pela equação (4.3).

$$\frac{dM_i}{dt} = \rho_{H_2O} \times A \times h_i, \text{ com } i = 1,2,3, \dots \quad (4.3)$$

Aplicando substituições no respetivo sistema, obteve-se o seguinte modelo não linear em (4.4).

$$\begin{cases} \frac{dh_1(t)}{dt} = \frac{Q_1(t) - Q_{13}(t)}{A} \\ \frac{dh_2(t)}{dt} = \frac{Q_2(t) + Q_{32}(t) - Q_{20}(t)}{A} \\ \frac{dh_3(t)}{dt} = \frac{Q_{13}(t) - Q_{32}(t)}{A} \end{cases} \quad (4.4)$$

Ao qual se seguem as equações de (4.5) a (4.12), em que β_1 é a relação entre a altura (m) e a tensão no sensor (V) do tanque 1 e β_2 é a relação entre a altura (m) e a tensão no sensor (V) do tanque 2.

$$\xi_1 = az_1 \quad (4.5)$$

$$\xi_2 = az_2 \quad (4.6)$$

$$\xi_3 = az_3 \quad (4.7)$$

$$Q_1(t) = \beta_1 \times u_1(t) \quad (4.8)$$

$$Q_2(t) = \beta_2 \times u_2(t) \quad (4.9)$$

$$Q_{13}(t) = az_1 \times S_n \times \text{sign}(h_1(t) - h_3(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_1(t) - h_3(t)|} \quad (4.10)$$

$$Q_{32}(t) = az_3 \times S_n \times \text{sign}(h_3(t) - h_2(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_3(t) - h_2(t)|} \quad (4.11)$$

$$Q_{20}(t) = az_2 \times S_n \times \sqrt{2g} \times \sqrt{h_2(t)} \quad (4.12)$$

Aplicando ao modelo não linear, obtiveram-se assim as equações (4.13), (4.14) e (4.15):

$$\frac{dh_1(t)}{dt} = \frac{[\beta_1 \times u_1(t)] - [az_1 \times S_n \times \text{sign}(h_1(t) - h_3(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_1(t) - h_3(t)|}]}{A} \quad (4.13)$$

$$\frac{dh_2(t)}{dt} = \frac{[\beta_2 \times u_2(t)] + [az_3 \times S_n \times \text{sign}(h_3(t) - h_2(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_3(t) - h_2(t)|}] - [az_2 \times S_n \times \sqrt{2g} \times \sqrt{h_2(t)}]}{A} \quad (4.14)$$

$$\frac{dh_3(t)}{dt} = \frac{[az_1 \times S_n \times \text{sign}(h_1(t) - h_3(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_1(t) - h_3(t)|}] - [az_3 \times S_n \times \text{sign}(h_3(t) - h_2(t)) \times \sqrt{2g} \times \sqrt{|h_3(t) - h_2(t)|}]}{A} \quad (4.15)$$

As equações de (4.16) a (4.26) permitem aceder aos níveis dos três tanques com valores normalizados entre 0 e 1, representados, respetivamente por h_{1n} , h_{2n} e h_{3n} , em que

K_{q1} e K_{q2} são parâmetros do modelo, os níveis dos tanques não normalizados são dados por h_1 , h_2 e h_3 , respetivamente e as ações de controlo normalizadas das bombas 1 e 2 são, precisamente, u_{1n} e u_{2n} .

$$K_{q1} = \frac{1,4727 \times 10^{-4}}{M_{h1}} \quad (4.16)$$

$$K_{q2} = \frac{1,4727 \times 10^{-4}}{M_{h2}} \quad (4.17)$$

$$h_1 = \frac{h_{1n}N - B_{h1}}{M_{h1}} \quad (4.18)$$

$$h_2 = \frac{h_{2n}N - B_{h2}}{M_{h2}} \quad (4.19)$$

$$h_3 = \frac{h_{3n}N - B_{h3}}{M_{h3}} \quad (4.20)$$

$$h_1 = h_1 + \frac{u_{1n}NK_{q1} - (a_{z1}S_n \text{sign}(h_1 - h_3)\sqrt{|2g(h_1 - h_3)|})}{A}T_s \quad (4.21)$$

$$h_2 = h_2 + \frac{u_{2n}NK_{q2} - (a_{z2}S_n\sqrt{2gh_2}) + (a_{z3}S_n \text{sign}(h_3 - h_2)\sqrt{|2g(h_3 - h_2)|})}{A}T_s \quad (4.22)$$

$$h_3 = h_3 + \frac{(a_{z1}S_n \text{sign}(h_1 - h_3)\sqrt{|2g(h_1 - h_3)|}) - (a_{z3}S_n \text{sign}(h_3 - h_2)\sqrt{|2g(h_3 - h_2)|})}{A}T_s \quad (4.23)$$

$$h_{1n} = \frac{M_{h1}h_1 + B_{h1}}{N} \quad (4.24)$$

$$h_{2n} = \frac{M_{h2}h_2 + B_{h2}}{N} \quad (4.25)$$

$$h_{3n} = \frac{M_{h3}h_3 + B_{h3}}{N} \quad (4.26)$$

O modelo do processo utilizado é minimamente aceitável. No entanto, está a ser desenvolvida uma tese de mestrado, no sentido de se obter um modelo para o processo real com maior fiabilidade, recorrendo a leis físicas, lógica difusa e redes neuronais.

4.1.2 Modelo em espaço de estados

Partindo das equações apresentadas para o modelo não linear do sistema de três tanques (4.13), (4.14) e (4.15), estas podem ser reescritas na forma de espaço de estados, como se apresentam nas equações de (4.27) a (4.31), em que x_i é o nível de líquido no tanque i , e u_1 e u_2 são as ações de controlo dos tanques 1 e 2, respetivamente.

$$\dot{x}_1 = -C_1 \text{sign}(x_1 - x_3) \sqrt{|x_1 - x_3|} + \frac{u_1}{A} \quad (4.27)$$

$$\dot{x}_2 = -C_3 \operatorname{sign}(x_3 - x_2) \sqrt{|x_3 - x_2|} - C_2 \operatorname{sign}(x_2) \sqrt{|x_2|} + \frac{u_2}{A} \quad (4.28)$$

$$\dot{x}_3 = -C_1 \operatorname{sign}(x_1 - x_3) \sqrt{|x_1 - x_3|} - C_3 \operatorname{sign}(x_3 - x_2) \sqrt{|x_3 - x_2|} \quad (4.29)$$

$$y_1 = x_1 \quad (4.30)$$

$$y_2 = x_2 \quad (4.31)$$

Nestas equações, C_i foi dado pela equação (4.32).

$$C_i = \frac{\varepsilon_i \times S_n \times \sqrt{2g}}{A} \text{ com } i = 1, 2, 3, \dots \quad (4.32)$$

Assim, o modelo pôde ficar representado pelas equações (4.33) a (4.37), onde $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T \in R^3$ é o vetor de estado do sistema, $u = [u_1 \ u_2]^T \in R^2$ representa a entrada do sistema; $y = [y_1 \ y_2]^T \in R^2$ é a saída do sistema, $f_1(x)$, $f_2(x)$ e $f_3(x)$ são as funções não lineares desconhecidas do comportamento do sistema, com $a_i = \frac{1}{A}$ e $d_i(t)$ representa as perturbações aplicadas a cada um dos tanques, com $i = 1, 2$.

$$\dot{x}_1 = f_1(x) + a_1 u_1 + d_1(t) \quad (4.33)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x) + a_2 u_2 + d_2(t) \quad (4.34)$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x) \quad (4.35)$$

$$y_1 = x_1 \quad (4.36)$$

$$y_2 = x_2 \quad (4.37)$$

4.1.3 Obtenção das funções não lineares

Com a dedução efetuada anteriormente chegou-se à conclusão que as funções não lineares $f_1(x)$ e $f_2(x)$ são dadas pelas equações (4.38) e (4.39).

$$f_1 = \frac{-\varepsilon_1 \times S_n \times \sqrt{2g} \times \operatorname{sign}(y_1 - y_3) \sqrt{|y_1 - y_3|}}{A} \quad (4.38)$$

$$f_2 = \frac{\varepsilon_3 \times S_n \times \sqrt{2g} \times \operatorname{sign}(y_3 - y_2) \sqrt{|y_3 - y_2|} - \varepsilon_2 \times S_n \times \sqrt{2g} \times \operatorname{sign}(y_2) \sqrt{|y_2|}}{A} \quad (4.39)$$

Considerando que $A = 0,0146 \text{ m}^2$, $S_n = 5 \times 10^{-5} \text{ m}^2$, $\varepsilon_1 = 0,4473$, $\varepsilon_2 = 0,7357$ e $\varepsilon_3 = 0,4429$, a versão final de cada uma das funções não lineares são dadas pelas equações (4.40) e (4.41).

$$f_1 = \frac{-0,5 \times (5 \times 10^{-5}) \times \sqrt{2 \times 9,8} \times \operatorname{sign}(y_1 - y_3) \sqrt{|y_1 - y_3|}}{0,0154} \quad (4.40)$$

$$f_2 = \frac{0,5 \times (5 \times 10^{-5}) \times \sqrt{2 \times 9,8} \times \text{sign}(y_3 - y_2) \sqrt{|y_3 - y_2|} - 0,675 \times (5 \times 10^{-5}) \times \sqrt{2 \times 9,8} \times \text{sign}(y_2) \sqrt{|y_2|}}{0,0154} \quad (4.41)$$

Simplificando ainda mais as equações:

$$f_1 = -0,0072 \times \text{sign}(y_1 - y_3) \sqrt{|y_1 - y_3|} \quad (4.42)$$

$$f_2 = 0,0072 \times \text{sign}(y_3 - y_2) \sqrt{|y_3 - y_2|} - 0,0097 \times \text{sign}(y_2) \sqrt{|y_2|} \quad (4.43)$$

Após terem sido obtidas as equações que representam f_1 e f_2 , pode-se então obter as equações que representam as ações de controlo u_1 e u_2 associadas aos tanques 1 e 2 dadas pelas equações (4.44) e (4.45).

$$u_{1FSMC} = f_1 + \ddot{r}_1 - \lambda_1 \dot{e}_1 - c_1 e_1 + u_{1FLC} \quad (4.44)$$

$$u_{2FSMC} = f_2 + \ddot{r}_2 - \lambda_2 \dot{e}_2 - c_2 e_2 + u_{2FLC} \quad (4.45)$$

4.2 Simulações

Neste subcapítulo apresentam-se os resultados das simulações computacionais dos vários controladores implementados, em que estas foram efetuadas, a partir do modelo do processo. Em cada um dos testes efetuados foi adicionado ruído na saída do modelo, cuja variância é igual a 10^{-6} .

4.2.1 Controlador PID clássico

Sintonização do controlador PID

De modo a sintonizar o controlador PID, recorreu-se ao método de relé com histerese. Este método consiste na aplicação de um controlador de relé, aplicando um determinado valor de histerese.

Após a aplicação deste controlador, extraem-se os valores necessários, de modo a determinar os parâmetros do controlador PID, a partir dos gráficos da ação de controlo e da saída do sistema.

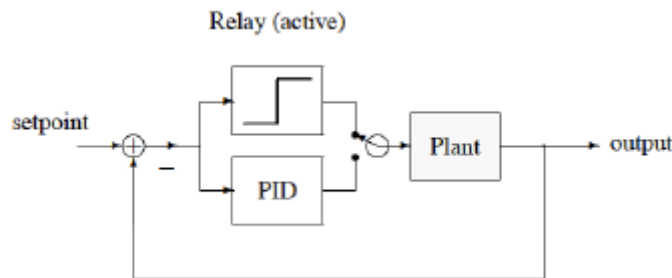


Figura 4.3 - Arquitetura do controlador PID sintonizado com o controlador por relé.

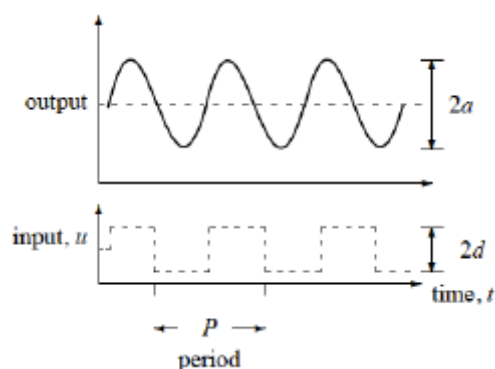


Figura 4.4 - Resposta de um sistema com o controlador por relé.

O método de sensibilidade última é um dos métodos utilizados para sintonizar o controlador PID, que tem o objetivo de encontrar o limite de estabilidade do processo com o controlador em anel fechado, através da variação do ganho proporcional. A forma como os ganhos do controlador PID são calculados está apresentada na Tabela 4.2, em que K_u representa o ganho final e T_u é o período de oscilação (Åström & Hägglund, 2006).

Tabela 4.2 - Regras de Ziegler-Nichols.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5 K_u$		
PI	$0,4 K_u$	$\frac{T_u}{1,2}$	
PID	$0,6 K_u$	$\frac{T_u}{2}$	$\frac{T_u}{8}$

Neste caso, a sintonização do controlador PID foi feita, através da tabela modificada das regras de Ziegler-Nichols representada na Tabela 4.3, em que as constantes a determinar estão em função dos valores finais do ganho e do período de oscilação (Wilson, 2005).

Tabela 4.3 - Tabela modificada das regras de Ziegler-Nichols.

Especificação	K_p	T_i	T_d
Original	$0,6 K_u$	$\frac{P}{2}$	$\frac{P}{8}$
Com pouca sobre-elevação	$0,33 K_u$	$\frac{P}{2}$	$\frac{P}{3}$
Sem sobre-elevação	$0,2 K_u$	$\frac{P}{2}$	$\frac{P}{3}$

Deste modo, conseguiu-se determinar o parâmetro K_u , que é dado pela equação (4.46), em que d corresponde à amplitude da ação de controle, a é a amplitude da oscilação resultante na saída e ε representa o valor de histerese escolhido para atuar no relé.

$$K_u = \frac{4d}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad (4.46)$$

Como exemplo, na Figura 4.5 estão representados os gráficos do controlador de relé com histerese aplicado ao tanque 1.

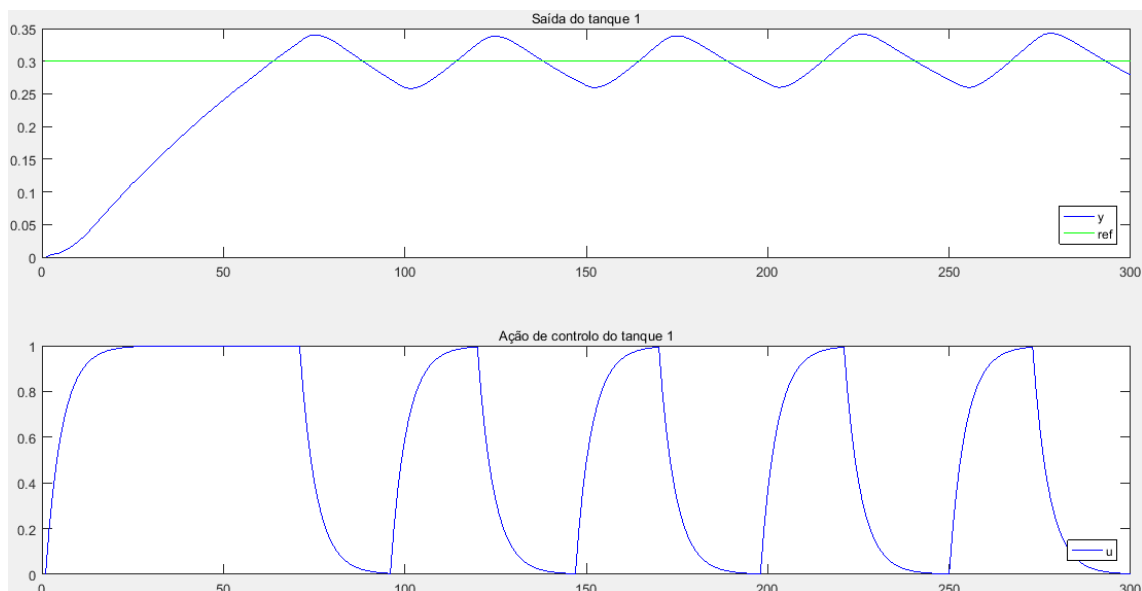


Figura 4.5 - Resposta do sistema no processo real com o controlador por relé com histerese.

Pelo que se observa nos gráficos, podem-se retirar os parâmetros do controlador PID, em que: $K_u = \frac{4 \times 0,5}{\pi\sqrt{0,0398^2 - 0,03^2}} = 24,34$ e $T_u = P = 51$ s. Logo, $K_p = 8,03$, $T_I = 25,5$ e $T_D = 17$.

Análise de desempenho do controlador PID

Após a implementação do controlador de relé com histerese, seguiu-se a implementação do controlador PID. Através dos valores obtidos de K_u e de T_u construiu-se então o controlador pretendido.

Apresentam-se agora os resultados obtidos no modelo do processo, em que podem ser observadas as saídas relativas aos níveis dos tanques “y1” (linha azul escura), “y2” (linha vermelha) e “y3” (linha preta), os sinais de referência “r1” (linha azul clara) e “r2” (linha verde) e as entradas de cada uma das bombas “u1” (linha azul escura) e “u2” (linha vermelha). Esta legenda para a Figura 4.6 é igualmente válida para as figuras que se seguem, relativamente aos outros controladores implementados. De notar que todas as figuras que se seguem têm dois gráficos, em que no gráfico de cima aparecem as saídas relativas aos níveis dos tanques e os sinais de referência, e no gráfico de baixo aparecem as entradas de cada uma das bombas.

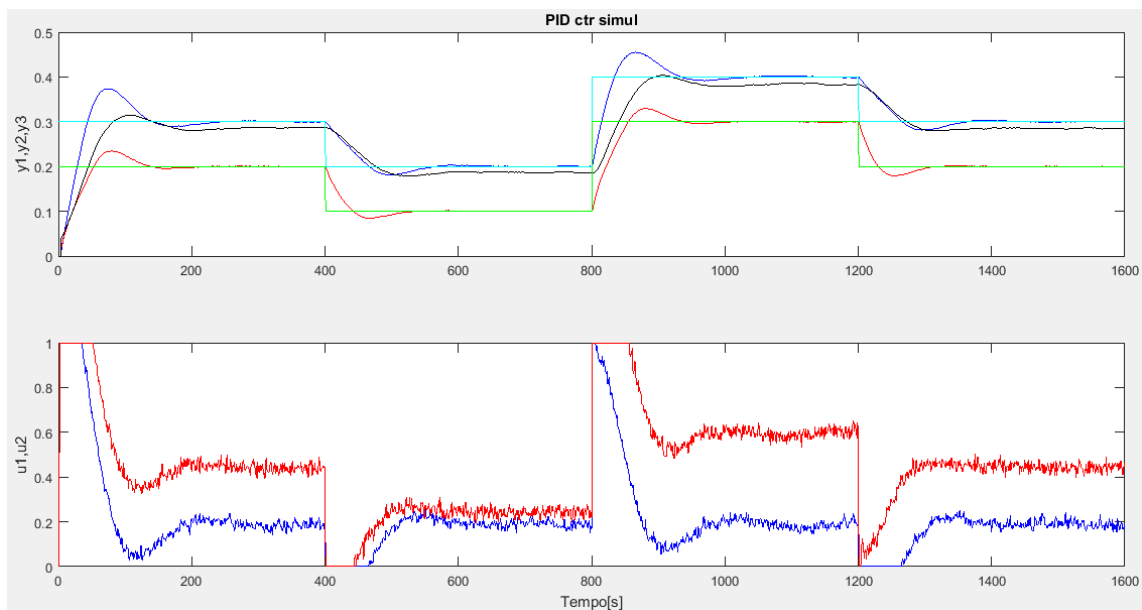


Figura 4.6 - Resposta do sistema no modelo do processo com o controlador PID.

Como seria de esperar, o controlador PID clássico apresentou um pouco de sobre-elevação na saída, visto que foi dimensionado de modo a apresentar esse comportamento. Ainda assim, este controlador conseguiu acompanhar bem a referência, que demonstrou assim ter apresentado um bom desempenho e o facto das respostas do sistema terem tendido para os respetivos sinais de referência num determinado intervalo de tempo.

4.2.2 Controlador PID difuso

Sintonização do controlador PID difuso

Para este controlador foram dimensionados os valores para os fatores de escala K_e , $K_{\Delta e}$ e $K_{\Delta u}$, de acordo com uma tabela de manipulação de ganhos, que vem agora a seguir descrita na Tabela 4.4 (Ramos, 1998).

Tabela 4.4 - Manipulação dos ganhos de um controlador PI difuso.

Diagnóstico	Ação de sintonização		
	K_e	$K_{\Delta e}$	$K_{\Delta u}$
Divergência da referência	Diminuir	Diminuir	Diminuir
Sobreelevação	Diminuir	Diminuir	Diminuir
Velocidade de resposta	Diminuir	Aumentar	Aumentar
Erro nulo em regime final	Aumentar	Diminuir	Diminuir/ Aumentar

Uma vez que o controlador PID difuso é baseado apenas num controlador PI difuso, esta tabela pode, de facto, ser a referência para sintonizar os fatores de escala, exceto para o

K_d , pois este é um termo derivativo adicional da ação de controlo, que serve para fazer compensação PD.

De notar que os ganhos das entradas difusas foram definidos, para serem iguais a 1, de modo a garantir que os fatores de escala à entrada do controlador também sejam iguais a 1.

Análise de desempenho do controlador PID difuso

Os fatores de escala que foram utilizados para o tanque 1 foram: $K_{e_1} = 1$, $K_{\Delta e_1} = 1$; $K_{\Delta u_1} = 0,7$ e $K_{d_1} = 0,1$. Quanto ao tanque 2, os que foram utilizados foram $K_{e_1} = K_{\Delta e_1} = 1$; $K_{\Delta u_2} = 1,2$ e $K_{d_2} = 0,2$. Todos os ganhos foram obtidos por via experimentação. Os resultados estão agora apresentados na Figura 4.7.

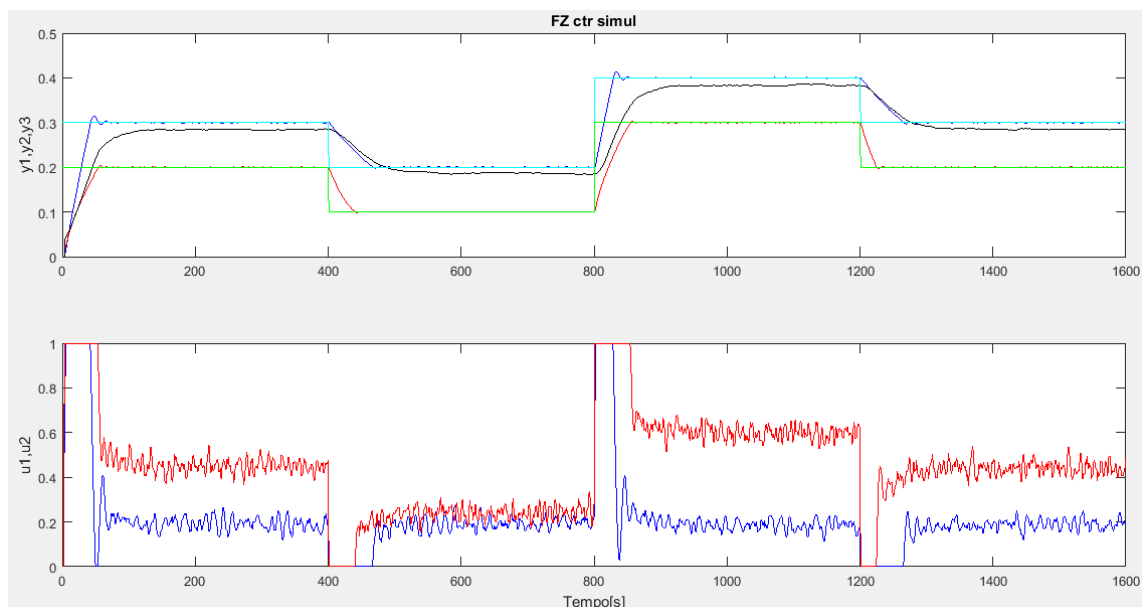


Figura 4.7 - Resposta do sistema no modelo do processo com o controlador PID difuso.

A ação de controlo foi mais suave, face ao controlador PID clássico, para além de não ter registado quase sobre-elevação. O controlador PID difuso com inferência de Mamdani acompanhou de forma bastante satisfatória o sinal de referência, em que este mostrou um comportamento excelente, com os valores escolhidos para os fatores de escala. Os resultados no modelo do processo mostraram que o tempo de estabelecimento foi bastante curto, em comparação com o controlador PID clássico.

4.2.3 Controladores SMC

Nesta secção segue-se a validação das metodologias implementadas para o controlador por modo deslizante. São analisados dois casos, em que a diferença estará apenas na superfície deslizante:

- Controlador SMC com superfície deslizante do tipo PD;

- Controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID.

A comparação entre os dois casos é feita, no sentido de compreender qual o impacto da presença ou não do termo integral no controlador SMC. Também tem o objetivo de permitir antever o impacto que o termo integral causará na implementação do controlador difuso com inferência de Mamdani com modo deslizante.

Análise do controlador SMC com uma superfície deslizante do tipo PD

Nesta secção, o objetivo passou por validar um controlador por modo deslizante, com superfície deslizante do tipo PD, conforme o conjunto de equações descrito anteriormente na secção 3.3. Os valores escolhidos para os parâmetros deste controlador foram determinados do mesmo modo que foram obtidos os fatores de escala do controlador PID difuso (ver secção 4.2.2), e foram os seguintes:

- $p_c = 0,4$;
- $\lambda = 1$;
- $\rho_c = 50$;
- $\varepsilon_c = 1$.

Estes parâmetros ficaram com os valores agora apresentados e foram igualmente utilizados no controlador SMC com uma superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPD).

Os resultados no modelo do processo podem ser observados na Figura 4.8.

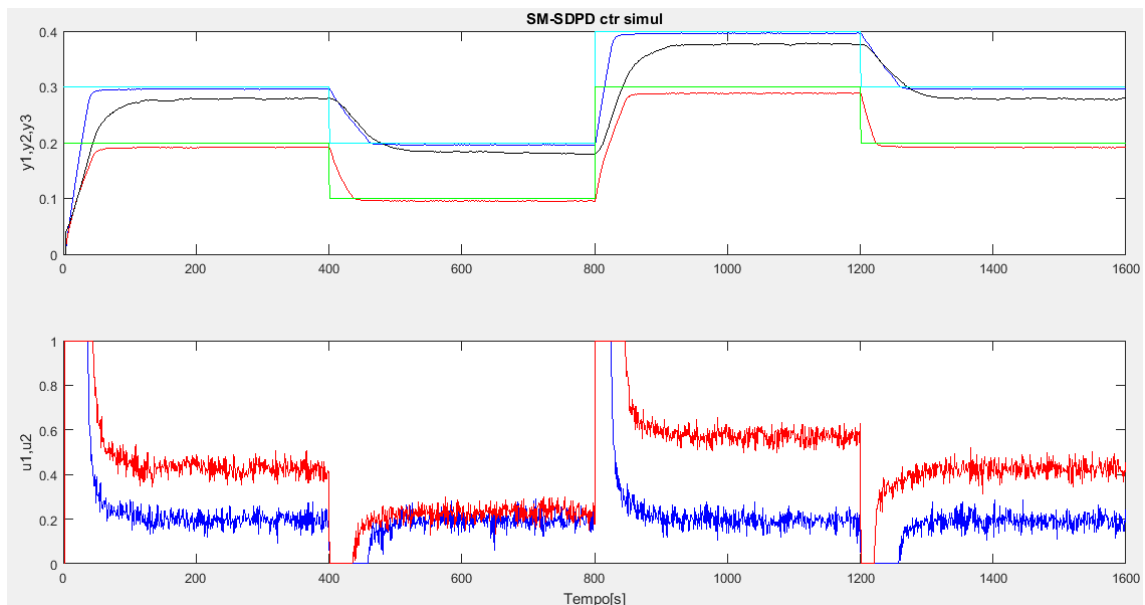


Figura 4.8 - Simulação no modelo do processo com o controlador SM-SDPD.

Verificou-se que no controlador por modo deslizante com superfície deslizante do tipo PD, o erro de controlo não foi anulado, devido à ausência do termo integral na superfície deslizante. Isto apesar de não se ter verificado a existência de sobre-elevação e o controlador ter apresentado uma excelente velocidade de resposta.

No entanto, devido ao controlador ter um pouco de divergência, em relação aos sinais de referência, acabou por ter um menor desempenho, relativamente aos controladores PID clássico e PID difuso.

Análise do controlador SMC com uma superfície deslizante do tipo PID

Nesta secção, o objetivo passou por validar um controlador de modo deslizante, com superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID), conforme o conjunto de equações descrito anteriormente também na secção 3.3. Os valores escolhidos para os parâmetros deste controlador foram os seguintes, e também foram os mesmos apresentados no controlador SMC com superfície deslizante do tipo PD, aos quais acrescem o valor para o ganho integral c . Foram também determinados por via experimentação.

- $p_c = 0,4$;
- $\lambda = 1$;
- $c = 0,08$;
- $\rho_c = 50$;
- $\varepsilon_c = 1$.

Os resultados no modelo do processo podem ser observados na Figura 4.9.

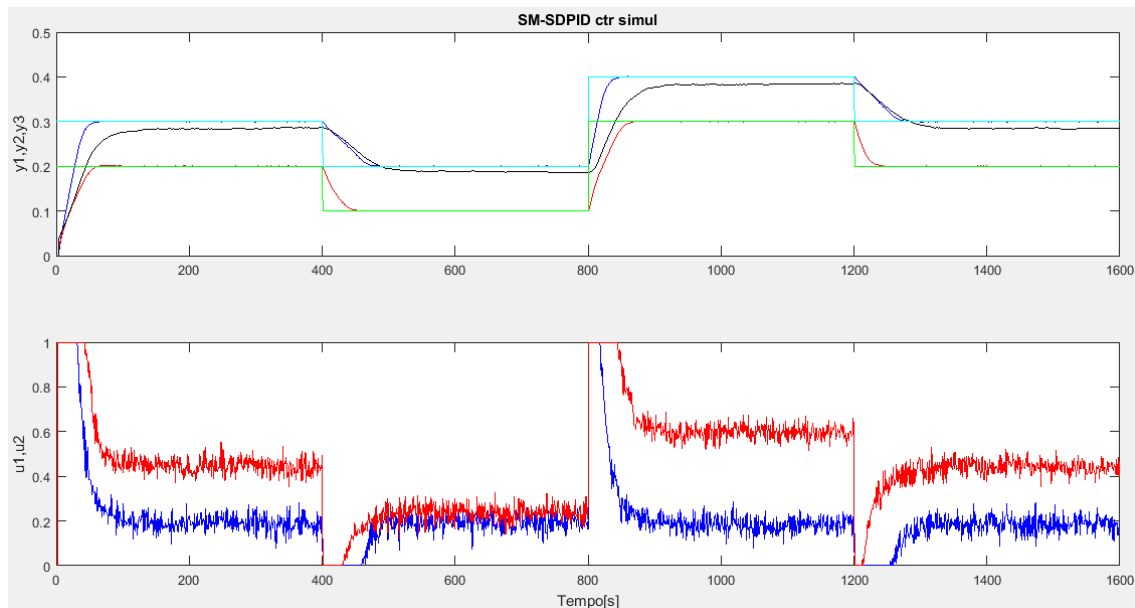


Figura 4.9 - Simulação no modelo do processo com o controlador SM-SDPID.

Pode concluir-se neste caso, que o controlador SMC, em que a superfície deslizante já inclui o termo integral, conseguiu ter um bom desempenho, em comparação com o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PD. A razão prende-se com um melhor desempenho, no que diz respeito ao seguimento da referência. De notar também que não se verificou sobre-elevação, e que o controlador apresentou uma ótima velocidade de resposta.

No entanto, este controlador apresentou uma resposta mais nervosa, visto que a ação de controlo apresentou alguma variância significativa, o que confirma a teoria apresentada no capítulo 2, em que uma das desvantagens deste tipo de controlador prende-se com ter de lidar com o fenómeno de “chattering”.

4.2.4 Controladores FSMC

Nestes controladores seguiu-se o mesmo esquema de sintonização dos fatores de escala, tal como foi feito para o controlador PID difuso com inferência de Mamdani, assim como para as equações que modelam o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID. Os valores escolhidos para os vários parâmetros foram exatamente os mesmos que foram apresentados no controlador PID difuso com inferência de Mamdani e no controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID.

Assim sendo, procedeu-se à realização de simulações no modelo do processo, como se pode comprovar na Figura 4.10 e na Figura 4.11.

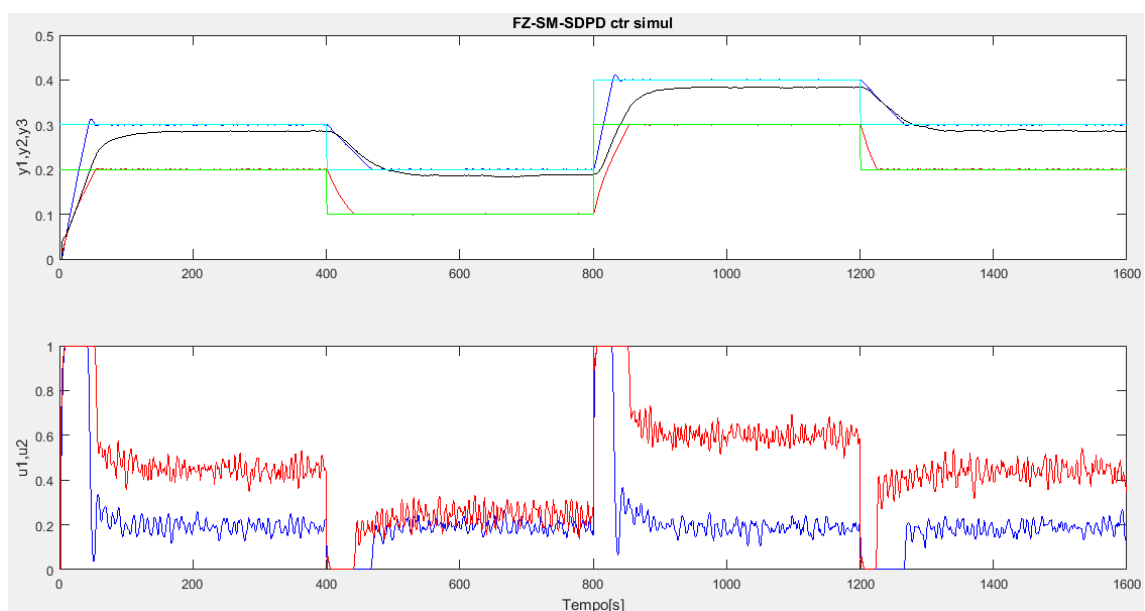


Figura 4.10 - Simulação no modelo do processo com o controlador FZ-SM-SDPD.

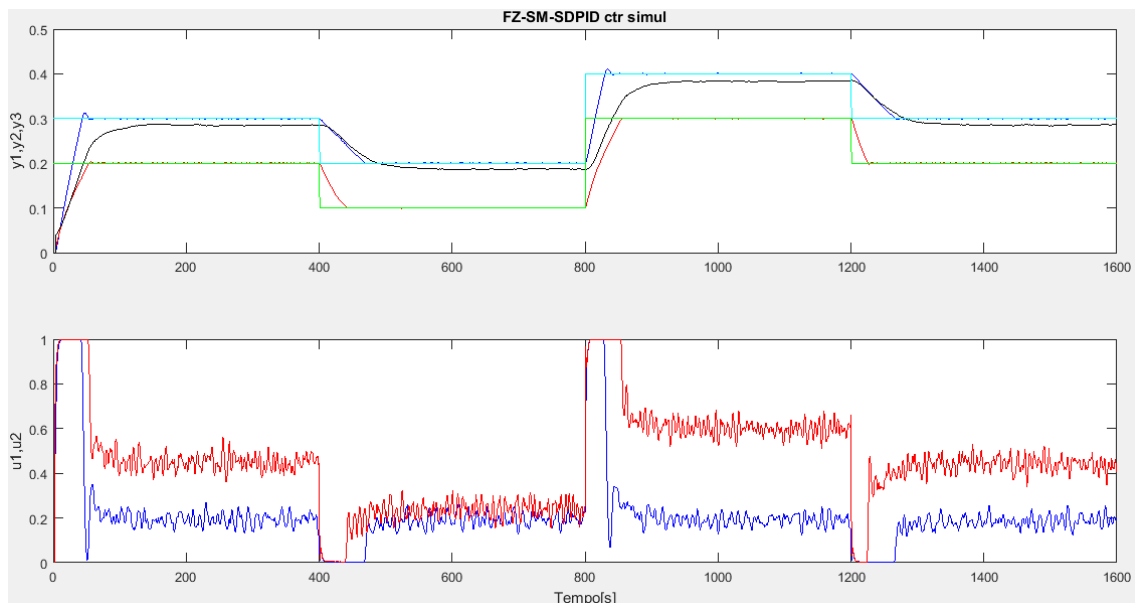


Figura 4.11 - Simulação no modelo do processo com o controlador FZ-SM-SDPID.

Ambos os controladores apresentaram respostas muito semelhantes, em que apenas diferem no facto do controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID (FZ-SM-SDPID) ter apresentado mais um termo, que vem do termo integral associado à superfície deslizante ($ci_e(k)$). Este termo aparece na equação da ação de controlo deste modo: $-c e(k)$. A contribuição acabou por ser pequena, mas suficiente para o controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID ter tido um desempenho ligeiramente melhor, face ao controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD (FZ-SM-SDPD).

Estes controladores apresentaram desempenhos semelhantes ao controlador PID difuso com inferência de Mamdani.

4.3 Resultados experimentais

Neste subcapítulo apresentam-se os resultados experimentais, que são os testes que foram efetuados no processo didático AMIRA DTS-200 para os vários controladores.

4.3.1 Controlador PID clássico

Apresentam-se agora os resultados obtidos no processo real, em que podem ser observadas as saídas relativas aos níveis dos tanques “y1” (linha azul escura), “y2” (linha vermelha) e “y3” (linha preta), os sinais de referência “r1” (linha azul clara) e “r2” (linha verde) e as entradas de cada uma das bombas “u1” (linha azul escura) e “u2” (linha vermelha). Esta legenda para a Figura 4.12 é igualmente válida para as figuras que se seguem, relativamente aos outros controladores implementados.

A Figura 4.12 apresenta então os seguintes resultados.

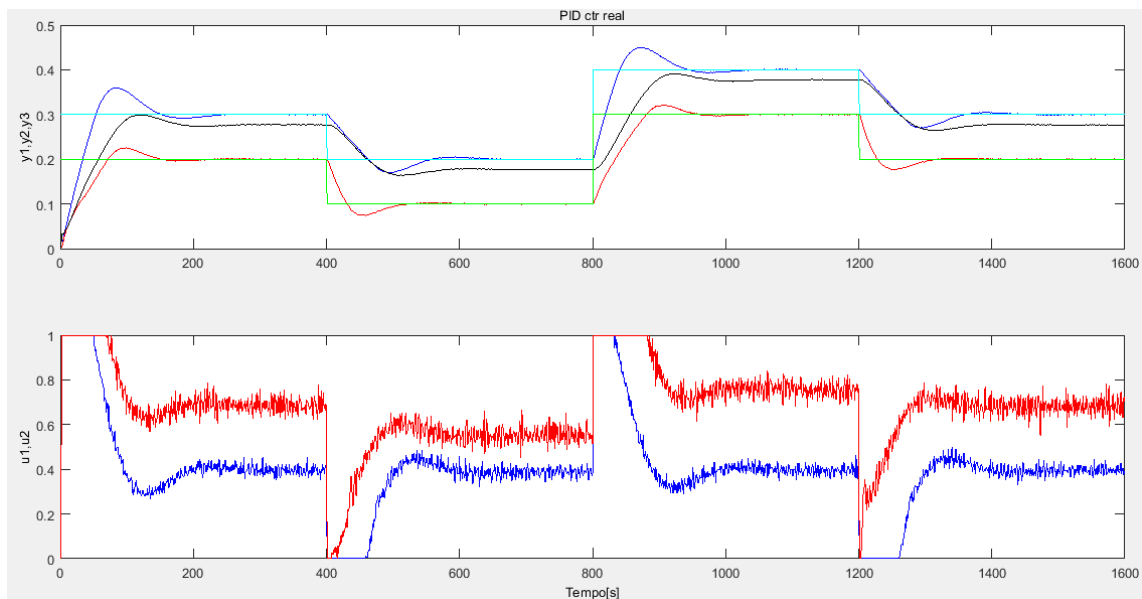


Figura 4.12 - Resposta do sistema no processo real com o controlador PID clássico.

Como seria de esperar, o controlador PID clássico uma vez mais apresentou um pouco de sobre-elevação na saída, visto que foi dimensionado de modo a apresentar esse comportamento. Verificou-se maior variância na ação de controlo, o que é normal, devido à presença das não linearidades do processo real.

4.3.2 Controlador PID difuso

Os fatores de escala que foram utilizados para o tanque 1 foram os mesmos, que foram utilizados nas simulações computacionais: $K_{e1} = 1$, $K_{\Delta e1} = 1$; $K_{\Delta u1} = 0,7$ e $K_{d1} = 0,1$. Quanto ao tanque 2, os que foram utilizados foram $K_{e1} = K_{\Delta e1} = 1$; $K_{\Delta u2} = 1,2$ e $K_{d2} = 0,2$. Os resultados estão agora apresentados na Figura 4.13.

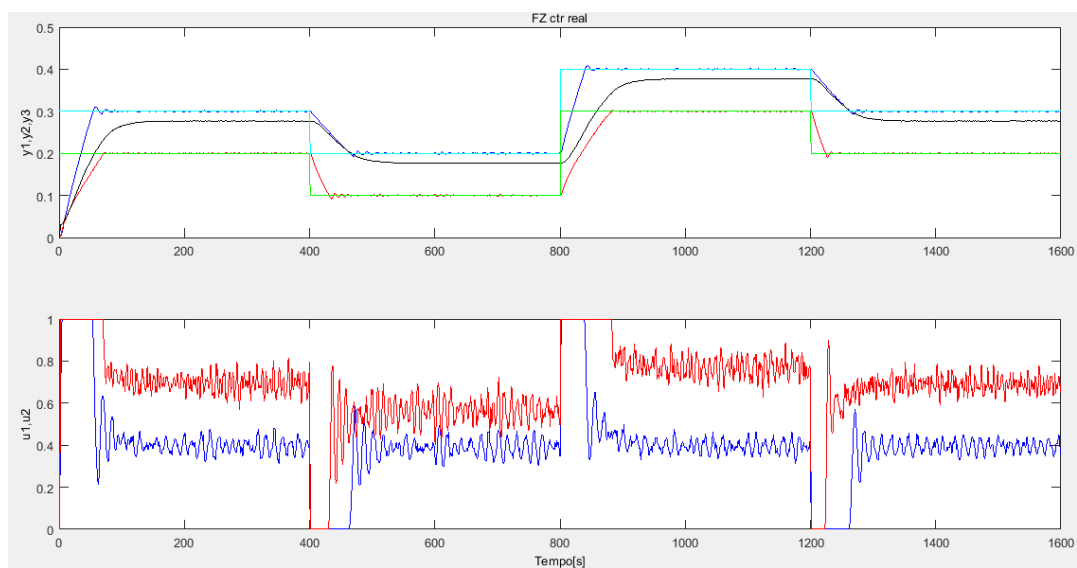


Figura 4.13 - Resposta do sistema no processo real com o controlador PID difuso.

A ação de controlo foi menos suave do que na simulação efetuada no modelo do processo, devido à mesma razão apresentada no subcapítulo 4.3.1. O controlador PID difuso com inferência de Mamdani registou novamente uma sobre-elevação bastante pequena, acompanhou de forma muito satisfatória o sinal de referência, em que este mostrou um comportamento ótimo com os mesmos valores escolhidos dos fatores de escala. Os resultados no processo real mostraram que o tempo de estabelecimento foi uma vez mais bastante curto, em comparação com o controlador PID clássico.

A resposta do sistema obtida no processo real foi semelhante à resposta obtida no modelo do processo, embora os sinais associados à ação de controlo tenham apresentado maiores variâncias, uma vez mais devido à presença do ruído do processo e o comportamento não linear do mesmo, nomeadamente no período em que os sinais de referência apresentaram valores mais baixos (0,2 para o tanque 1 e 0,1 para o tanque 2, respetivamente), que aconteceu entre os 400 e os 800 segundos. Neste mesmo período, apesar de se terem verificado também maiores variâncias nos sinais de saída, mantiveram as suas trajetórias a tenderem para os sinais de referência. Conclui-se assim que o controlador conseguiu ser robusto, ao lidar com as incertezas associadas ao processo didático AMIRA DTS 200.

4.3.3 Controladores SMC

Nesta secção, o objetivo passou por validar um controlador por modo deslizante, com superfície deslizante do tipo PD, e depois, com superfície deslizante do tipo PID no processo real.

Os resultados do controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD no processo real apresentam-se agora na Figura 4.14.

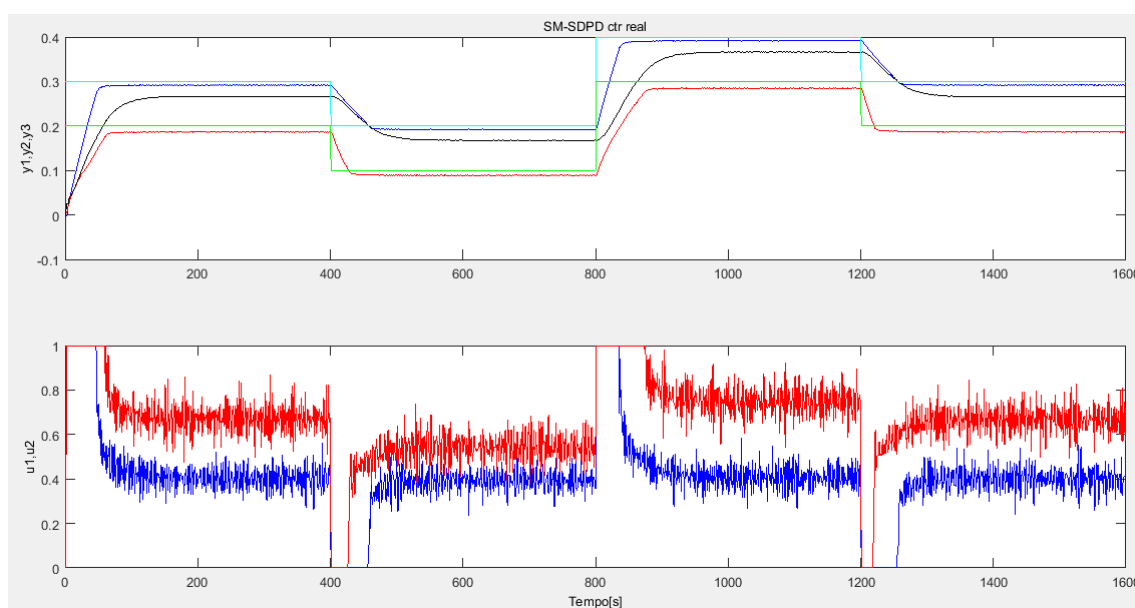


Figura 4.14 - Resposta do sistema no processo real com o controlador SM-SDPD.

Uma vez mais verificou-se no controlador por modo deslizante, uma pequena divergência dos sinais de saída, em relação aos sinais de referência. Portanto, o seu desempenho é menor, em comparação com os controladores PID clássico e PID difuso com inferência de Mamdani, devido ao erro de controlo nunca ter chegado a ser anulado e a manter, a partir de uma certa altura da experiência um determinado valor, devido ao facto de não ter comportamento integral.

No entanto, não se verificou sobre-elevação e o controlador apresentou um tempo de subida bastante reduzido.

Em comparação com o comportamento apresentado na simulação efetuada no modelo do processo, neste caso, o controlador apresentou maior variância na ação de controlo, com uma resposta idêntica à apresentada, quando foi testado no modelo do processo.

De seguida, apresentam-se os resultados obtidos com o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID na Figura 4.15.

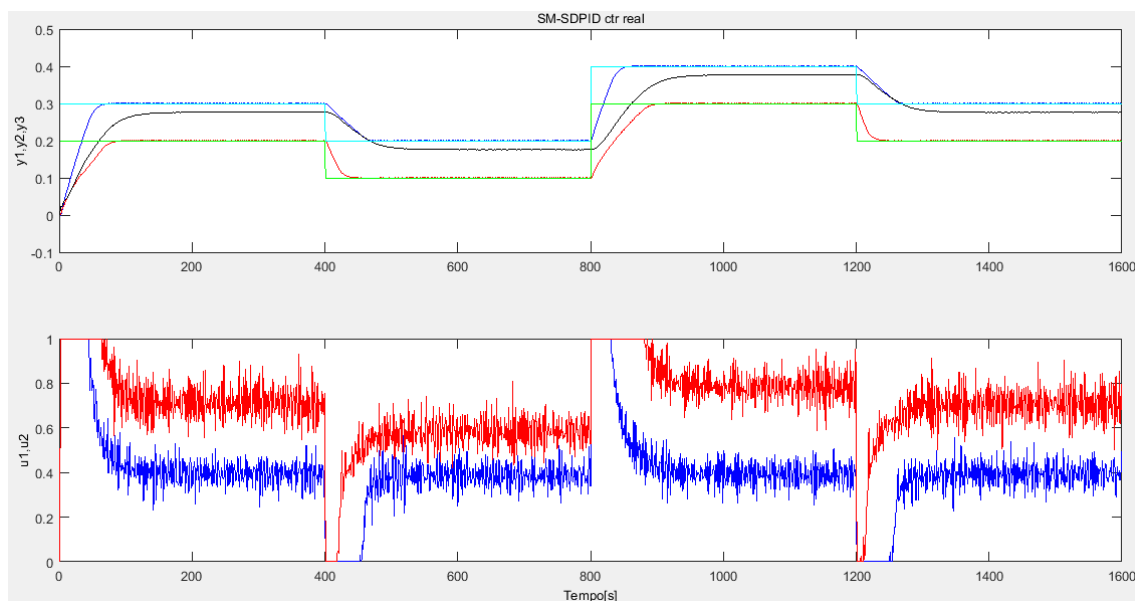


Figura 4.15 - Resposta do sistema no processo real com o controlador SM-SDPID.

Pode-se concluir neste caso, que o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID, conseguiu ter um melhor desempenho que o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD. O motivo uma vez mais está relacionado com um melhor desempenho, no seguimento da referência. De notar também que não se verificou sobre-elevação, e que o controlador apresentou uma excelente velocidade de resposta.

No entanto, este controlador apresentou uma resposta bem mais nervosa no processo real, do que quando foi simulado no modelo do processo, visto que a ação de controlo apresentou maior variância, devida às incertezas inerentes ao processo real, o que comprometeu ainda mais a robustez do controlador.

4.3.4 Controladores FSMC

Nestes controladores, à semelhança do que foi feito nas simulações computacionais, seguiu-se o mesmo esquema de sintonização dos fatores de escala, tal como foi feito para o controlador PID difuso com inferência de Mamdani, assim como para as equações que modelam o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID. Os valores escolhidos para os vários parâmetros foram exatamente os mesmos que foram apresentados no controlador PID difuso com inferência de Mamdani e no controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID.

Assim sendo, procedeu-se à realização de testes no processo real, e os resultados experimentais dos controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID podem ser observados na Figura 4.16 e na Figura 4.17, respetivamente.

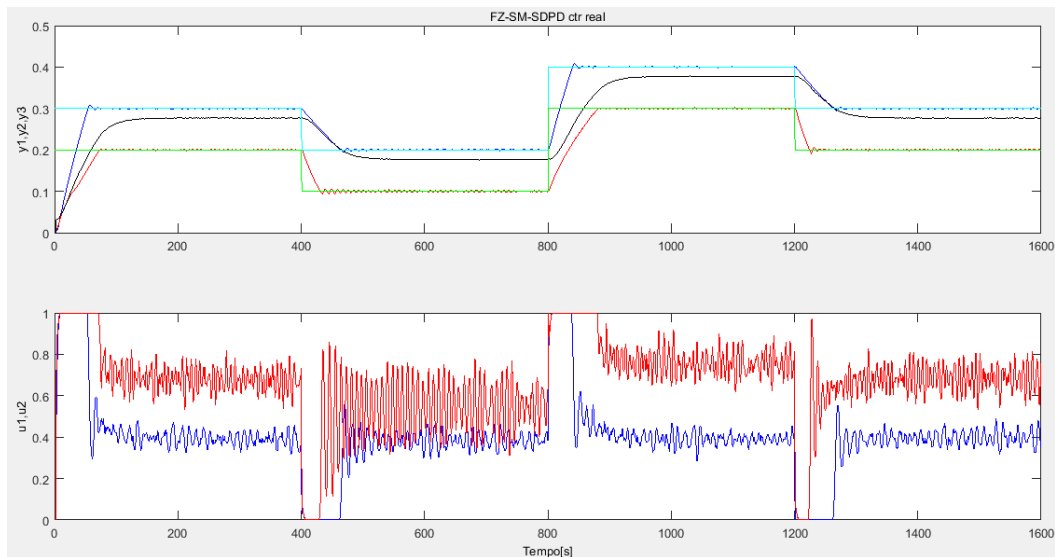


Figura 4.16 - Resposta do sistema no processo real com o controlador FZ-SM-SDPD.

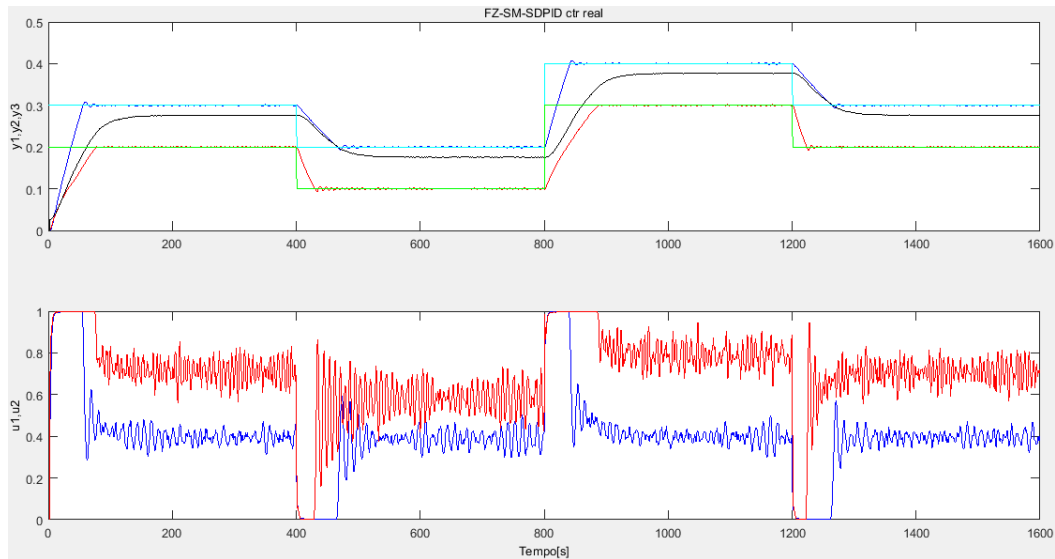


Figura 4.17 - Resposta do sistema no processo real com o controlador FZ-SM-SDPID.

Ambos os controladores apresentaram respostas similares, à semelhança do que tinha sido visto nas simulações computacionais. O controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID apresentou um desempenho ligeiramente melhor, face ao controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD.

De notar que ambos os controladores FSMC tiveram uma maior variância na ação de controlo nestes testes efetuados no processo real, comparativamente com os testes efetuados no modelo do processo, principalmente, entre os 400 e os 800 segundos, quando os sinais de referência “r1” e “r2” estavam, respetivamente nos seus valores mais baixos: 0,2 e 0,1. Isto deve-se à escolha dos valores para os fatores de escala, que apesar de nas simulações computacionais, terem-se revelado uma excelente escolha, neste caso, apesar de ambos os controladores terem mantido um bom desempenho, tiveram mais dificuldade a responder às incertezas associadas ao processo didático AMIRA DTS 200, principalmente no tanque 2. O tanque 2 tem um problema adicional, quando o nível de água apresenta um valor baixo, e a relação sinal-ruído é baixa. Apesar disso, os controladores apresentaram um comportamento suficientemente robusto.

Estes controladores apresentaram desempenhos similares ao controlador PID difuso com inferência de Mamdani.

4.4 Comparação do desempenho dos controladores

Nesta secção é apresentada a comparação dos controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID com os controladores PID clássico, PID difuso e SMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID, através das métricas de desempenho apresentadas anteriormente.

Numa primeira fase é apresentada uma tabela em que se mostram os valores obtidos para as métricas do erro quadrático médio em regime estacionário e da variação da ação de controlo, e ainda a soma dos valores destas duas métricas para os vários controladores.

De seguida, numa segunda fase é feita uma análise mais profunda, em que são comparados os desempenhos dos controladores implementados, conforme os valores apresentados nas várias tabelas e nos gráficos apresentados nas secções 4.2 e 4.3.

Apresenta-se agora a Tabela 4.5, que compara os controladores, através do erro quadrático médio em regime estacionário, para os testes que foram realizados no modelo do processo. De notar que em todas as tabelas que se seguem são apresentados dois valores para cada uma das métricas de desempenho em cada um dos controladores. Um desses valores corresponde ao tanque 1, enquanto o outro valor corresponde ao tanque 2.

Tabela 4.5 - Erro quadrático médio dos controladores no modelo do processo.

Controlador	MSE - T1	MSE - T2
PID	8,87E-06	1,13E-05
PID difuso	2,72E-07	2,57E-07
SM-SDPD	1,54E-05	7,60E-05
SM-SDPID	1,18E-07	1,14E-07
FZ-SM-SDPD	2,14E-07	2,43E-07
FZ-SM-SDPID	1,98E-07	2,35E-07

Pode concluir-se que o controlador que apresentou menor erro quadrático médio foi o controlador por modo deslizante, com uma superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID). Enquanto que o controlador que apresentou maior erro quadrático médio foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPD).

De seguida, a Tabela 4.6 apresenta a variância da ação de controlo nos vários controladores.

Tabela 4.6 - Variância da ação de controlo dos controladores no modelo do processo.

Controlador	VAR - T1	VAR - T2
PID	3,62E-02	4,87E-02
PID difuso	3,20E-02	4,58E-02
SM-SDPD	2,95E-02	4,29E-02
SM-SDPID	2,88E-02	4,44E-02
FZ-SM-SDPD	3,16E-02	4,51E-02
FZ-SM-SDPID	3,15E-02	4,51E-02

Pode concluir-se que o controlador que apresentou menor variância da ação de controlo no tanque 1 foi o controlador SMC, com uma superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID), enquanto o controlador que apresentou maior variância da ação de controlo foi o controlador PID clássico.

O controlador que apresentou menor variância da ação de controlo no tanque 2 foi o controlador SMC, com uma superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPD), que contraria o facto de ter sido o único controlador a não apresentar um bom desempenho. Por outro lado, o controlador que apresentou maior variância da ação de controlo foi o controlador PID clássico.

Portanto, excluindo o controlador que teve menor desempenho (SM-SDPD), o que apresentou menor variância da ação de controlo foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (FZ-SM-SDPID).

A Tabela 4.7 apresenta para cada um dos controladores, a soma do erro quadrático médio em regime estacionário com a variância da ação de controlo.

Tabela 4.7 - Soma do erro quadrático médio com a variância da ação de controlo dos controladores no modelo do processo.

Controlador	MSE+VAR - T1	MSE+VAR - T2
PID	3,62E-02	4,87E-02
PID difuso	3,20E-02	4,58E-02
SM-SDPD	2,96E-02	4,30E-02
SM-SDPID	2,88E-02	4,44E-02
FZ-SM-SDPD	3,16E-02	4,51E-02
FZ-SM-SDPID	3,15E-02	4,51E-02

A soma das métricas de desempenho aplicadas aos controladores, que foram testados no modelo do processo revelam o seguinte.

O controlador que apresentou o melhor índice de desempenho no tanque 1 foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID). O controlador que apresentou pior índice de desempenho foi o controlador PID clássico.

Já o controlador que apresentou o melhor índice de desempenho no tanque 2 foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPD). O controlador que apresentou pior índice de desempenho foi o controlador PID clássico.

Se for excluído o controlador que apresentou erro de controlo durante os testes de simulação (SM-SDPD), então o controlador que apresentou melhor índice de desempenho foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (FZ-SM-SDPID).

Estas conclusões, relativamente à soma do erro quadrático médio em regime estacionário com a variância da ação de controlo confirmam as conclusões que estavam a ser retiradas, quando se esteve a analisar o desempenho dos controladores, apenas com a variância da ação de controlo.

Segue-se agora a Tabela 4.8 que compara os vários controladores, através do erro quadrático médio em regime estacionário, para os testes que foram realizados no processo real.

Tabela 4.8 - Erro quadrático médio dos controladores no processo real.

Controlador	MSE - T1	MSE - T2
PID	6,60E-06	1,93E-05
PID difuso	6,51E-07	6,46E-07
SM-SDPD	6,58E-05	1,80E-04
SM-SDPID	2,35E-07	3,95E-07
FZ-SM-SDPD	4,93E-07	1,32E-06
FZ-SM-SDPID	4,68E-07	8,05E-07

Pode-se concluir que todos os controladores apresentaram no MSE tanto no tanque 1 e no tanque 2, valores superiores aos verificados nas simulações efetuadas no modelo do processo, com a exceção do controlador PID clássico no tanque 1, que apresentou um valor inferior.

O controlador que apresentou menor erro quadrático médio foi uma vez mais o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (FZ-SM-SDPD), enquanto que o controlador que apresentou maior erro quadrático médio foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPID).

A seguir, os valores da variância da ação de controlo de cada controlador estão representados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 - Variância da ação de controlo dos controladores no processo real.

Controlador	VAR - T1	VAR - T2
PID	3,94E-02	3,06E-02
PID difuso	3,58E-02	3,40E-02
SM-SDPD	3,34E-02	3,27E-02
SM-SDPID	3,42E-02	3,16E-02
FZ-SM-SDPD	3,50E-02	3,88E-02
FZ-SM-SDPID	3,54E-02	3,56E-02

Pode-se concluir que todos os controladores apresentaram na variância da ação de controlo, tanto no tanque 1 e no tanque 2, valores superiores aos verificados nas simulações efetuadas no modelo do processo.

O controlador que apresentou menor variância na ação de controlo no tanque 1 foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPD), que foi o único que não apresentou um bom desempenho. Portanto, ao excluir este controlador, concluiu-se que foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID) a apresentar o menor valor de variância. Já no tanque 2, foi o controlador PID clássico a apresentar a menor variância na ação de controlo.

Enquanto que o controlador PID clássico foi o que apresentou maior variância na ação de controlo no tanque 1, o que apresentou maior variância na ação de controlo no tanque 2 foi o controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD (FZ-SM-SDPD).

Por fim, na Tabela 4.10 aparecem os valores da soma do erro quadrático médio em regime estacionário com a variância da ação de controlo de todos os controladores testados no processo real.

Tabela 4.10 - Soma do erro quadrático médio com a variância da ação de controle dos controladores no processo real.

Controlador	MSE+VAR - T1	MSE+VAR - T2
PID	3,94E-02	3,06E-02
PID difuso	3,58E-02	3,40E-02
SM-SDPD	3,35E-02	3,29E-02
SM-SDPID	3,42E-02	3,16E-02
FZ-SM-SDPD	3,50E-02	3,88E-02
FZ-SM-SDPID	3,54E-02	3,56E-02

A soma das métricas de desempenho aplicadas aos controladores, que foram testados no processo real permitem concluir o seguinte.

Todos os controladores apresentaram na soma das duas métricas de desempenho, tanto no tanque 1 como no tanque 2, valores superiores aos verificados nas simulações computacionais, a partir do modelo do processo.

O controlador que apresentou o menor valor do índice de desempenho no tanque 1 foi o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PD (SM-SDPD), que uma vez mais contraria o facto de ser o controlador que não apresentou um bom desempenho. Assim sendo, foi então o controlador SMC, com superfície deslizante do tipo PID (SM-SDPID) que apresentou o valor mais baixo do índice de desempenho. Já no tanque 2 foi o controlador PID clássico a apresentar o menor valor do índice de desempenho.

Enquanto que o controlador PID clássico foi o que apresentou o maior valor do índice de desempenho no tanque 1, já o que apresentou maior valor do índice de desempenho no tanque 2 foi o controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD (FZ-SM-SDPD).

Estas conclusões, relativamente à soma do erro quadrático médio em regime estacionário com a variância da ação de controle confirmam as conclusões que estavam a ser retiradas, quando se esteve a analisar o desempenho dos controladores, apenas com a variância da ação de controle.

Chega-se também à conclusão de que os resultados experimentais revelaram um maior erro quadrático médio em regime estacionário, uma maior variância da ação de controle, comparativamente com os resultados de simulação no modelo do processo.

Posto isto, ao serem analisados todos os controladores, pode-se concluir que os controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID, SMC com superfície deslizante do tipo PID e PID difuso com inferência de Mamdani fizeram acompanhamento à referência de forma semelhante e tiveram um comportamento e tolerância idênticos.

Os controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID apresentaram nos testes efetuados no processo real maior variância na ação de controle,

nomeadamente na entrada da bomba 2, quando comparados com o controlador PID difuso com inferência de Mamdani e com o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PD, mas apresentaram mesmo assim um bom desempenho. Esta conclusão deve-se à escolha dos fatores de escala e à eterna questão de compromisso entre o erro e a variação da ação de controlo.

O controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID foi o que apresentou menor valor na soma do erro quadrático médio em regime estacionário com a variância da ação de controlo, tanto no modelo do processo, como no processo real. Neste caso, os valores escolhidos para os vários parâmetros resultaram num melhor desempenho.

Por fim, os controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID, o controlador PID difuso com inferência de Mamdani e o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID mostraram um comportamento robusto, visto que conseguiram manter a estabilidade, ao responderem bem às incertezas associadas ao processo real.

5 Conclusões e Trabalho Futuro

Neste capítulo apresentam-se as conclusões da presente dissertação e as perspectivas para o que pode ser feito no futuro, de modo a dar continuidade ao trabalho que foi efetuado nesta dissertação.

5.1 Conclusões

Pode-se concluir nesta tese que o controlador difuso com modo deslizante foi testado com um bom desempenho no processo de três tanques nas várias abordagens que foram sendo feitas ao longo do tempo. O controlador apresentou um comportamento e uma tolerância satisfatórios.

Os controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID tiveram um melhor desempenho que o controlador PID clássico e que o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PD e apresentaram um desempenho quase similar, quando comparados com o controlador PID difuso com inferência de Mamdani e com o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID.

Salvo o facto de terem maior variância na ação de controlo, quando comparados com o controlador SMC com superfície deslizante do tipo PID, são, no entanto, uns dos controladores com menor erro quadrático médio e melhor seguimento da referência. O controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PID apresentou-se com um comportamento melhor, face ao controlador FSMC com superfície deslizante do tipo PD.

Portanto, os controladores FSMC com superfície deslizante do tipo PD e do tipo PID apresentaram um desempenho eficiente, tanto nas simulações efetuadas no modelo do processo, como nas experiências efetuadas no processo real e conseguiram apresentar um comportamento robusto, uma vez que conseguiram lidar com sucesso, face às incertezas inerentes ao processo real.

Assim sendo, as metodologias de controlo propostas para os controladores FSMC alcançaram os objetivos pretendidos, no sentido de controlarem com sucesso um sistema não linear e não afim, como foi o caso do processo didático AMIRA DTS 200.

5.2 Trabalho futuro

Como trabalho futuro ficam algumas sugestões do que poderá ser feito com os controladores FSMC com o objetivo de explorar e aprofundar ainda mais o estudo já efetuado. Seguem-se então algumas propostas para futuras linhas de investigação:

- Desenvolvimento de controladores FSMC, tendo como estrutura difusa, o modelo de Takagi-Sugeno-Kang;
- Melhoramento das metodologias desenvolvidas, de modo a serem otimizadas e que funcionem quando o processo sofre perturbações;
- Desenvolvimento da versão adaptativa do controlador difuso com modo deslizante, em que os ganhos do erro, da derivada do erro e do integral do erro dependem do valor associado à superfície deslizante;
- Desenvolvimento de controladores FSMC, recorrendo a uma estrutura neuro-difusa;
- Diminuição da variância da ação de controlo, através de métodos de otimização no projeto dos controladores desenvolvidos nesta dissertação.

Bibliografia

- Amira GmbH. (2002). "DTS200 Laboratory Setup Three - Tank – System", Duisburg – Germany.
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (2006). "Advanced PID Control". <https://doi.org/978-1-55617-942-6>
- Åström, K. J., & Wittenmark, B. (1997). "Computer Control System – Theory and Design (3rd edition)". Prentice Hall. [https://doi.org/10.1002/1521-3773\(20010316\)40:6<9823::AID-ANIE9823>3.3.CO;2-C](https://doi.org/10.1002/1521-3773(20010316)40:6<9823::AID-ANIE9823>3.3.CO;2-C)
- Åström, K. J., & Murray, R. M. (2008). "Feedback Systems - An Introduction for Scientists and Engineers". *Princeton University Press*.
- Chang, E. C. (2017). "Rapid-convergent sliding mode proportional-integral technology with fuzzy gain scheduling for hydrogen energy applications". *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(29), 18216–18222. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2017.04.130>
- Chen, S. H., & Juang, J. C. (2011). "A Switching Controller Design via Sum-of-Squares Approach for a Class of Polynomial T-S Fuzzy Model". *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 7(7 B), 4363–4376.
- Driankov, D., Hellendoorn, H. & Reinfrank, M. (1993). "An Introduction to Fuzzy Control". New York, NY, USA: Springer-Verlag New York, Inc.
- Dullerud, E. G. & Paganini, F. (2005). "A Course in Robust Control Theory: A Convex Approach". Springer New York.
- Duranay, Z. B. (2018). "Fuzzy Sliding Mode Control of DC-DC Boost Converter", 8(3), 3054–3059.
- El-kharashi, M. W., & Sheirah, M. A. (1997). "Tracking Fuzzy Sliding Mode Control". *IFAC Proceedings Volumes*, 30(6), 729–735. [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)43452-5](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)43452-5)
- Farinwata, S., Filev, D., & Langari, R. (2000). "Fuzzy Control – Synthesis and Analysis", John Wiley & Sons, Inc.
- Ferreira, B. A. G. (2016). "Controlo e Diagnóstico de Falhas Baseado em Modo Deslizante". MSc. Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade Nova de Lisboa.
- Gao, Q. (2017). "Universal Fuzzy Controllers for Non-affine Nonlinear Systems". PhD. City University of Hong Kong, Hong Kong, China. Springer. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-1974-6> ISSN 2190-5061
- Huynh, X. D., Khanh, D., Huynh, L., & Dat, V. D. (2017). "Application of Fuzzy Algorithm in Optimizing Hierarchical Sliding Mode Control for Pendubot System". *Robotica & Management*, 22-2.
- Ishigame, A., Furukawa, T., Kawamoto, S., & Taniguchi, T. (1991). "Sliding Mode Controller Design Based on Fuzzy Inference for Nonlinear Systems". *Proceedings IECON '91: 1991 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 2096–2101. <https://doi.org/10.1109/41.184822>
- Jussila, Terho, "Computational Issues of PID Controllers", Tampere, 1992
- Keighobadi, J., & Mohamadi, Y. (2011). "Fuzzy sliding mode control of non-holonomic wheeled mobile robot". *9th IEEE International Symposium on Applied Machine Intelligence and*

- Informatics, SAMI 2011 - Proceedings, 275–278.
<https://doi.org/10.1109/SAMI.2011.5738888>
- Kim, S. W., & Lee, J. J. (1995). "Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface". *Fuzzy Sets and Systems*, 71(3), 359–367. [https://doi.org/10.1016/0165-0114\(94\)00276-D](https://doi.org/10.1016/0165-0114(94)00276-D)
- Kung, C., & Lin, S. (1992). "A Fuzzy-Sliding Mode Controller Design", *Proceedings 1992 IEEE International Conference on Systems Conference*, 2–5.
<https://doi.org/10.1109/ICSYSE.1992.236902>
- Lakhekar, G. V., Waghmare, L. M., & Londhe, P. S. (2015). "Enhanced dynamic fuzzy sliding mode controller for autonomous underwater vehicles". *2015 IEEE Underwater Technology, UT 2015*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/UT.2015.7108283>
- Liang, X., & Fei, J. (2019). Adaptive fractional fuzzy sliding mode control of microgyroscope based on backstepping design. *PLoS ONE*, 14(6), 1–21.
<https://doi.org/10.1371/journal.pone.0218425>
- Lee, C. (1990a). "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I". *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on* 20.2, pp. 404–418.
- Lee, C. (1990b). "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. II". *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on* 20.2, pp. 419–435.
- Li, H. X., & Gatland, H. B. (1996). Conventional fuzzy control and its enhancement. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 26(5), 791–797.
<https://doi.org/10.1109/3477.537321>
- Li, M., Wang, F., & Gao, F. (2001). "PID-based sliding mode controller for nonlinear processes". *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 40(12), 2660–2667.
<https://doi.org/10.1021/ie990715e>
- Lin, C.-Y., & Jheng, H.-W. (2017). "Active Vibration Suppression of a Motor-Driven Piezoelectric Smart Structure Using Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control and Repetitive Control". *Applied Sciences*, 7(3), 240. <https://doi.org/10.3390/app7030240>
- Lu, X. (2007). *An Investigation of Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Robotic Manipulators* (Vol. 17).
- Mamdani, E.H. (1974). "Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant". Em: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 121.12, pp. 1585–1588.
- MathWorks (2019a). "mse". <http://www.mathworks.com/help/fuzzy/what-is-sugeno-type-fuzzy-inference.html>.
- MathWorks (2019b). "var". <http://www.mathworks.com/help/fuzzy/what-is-sugeno-type-fuzzy-inference.html>.
- Medjghou, A., Slimane, N., & Chafaa, K. (2018). "Fuzzy sliding mode control based on backstepping synthesis for unmanned quadrotors". *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 16(2), 135–146. <https://doi.org/10.15598/aeer.v16i2.2231>
- Mellouli, E. M., Alfidi, M., & Boumhidi, I. (2018). "Fuzzy sliding mode control for three-tank system based on linear matrix inequality". *Int. J. Automation and Control* 12(2).
- Miqoi, S., El Ougli, A., Boutouba, M., & Tidhaf, B. (2017). "Fuzzy sliding mode control for maximum power point tracking of a photovoltaic pumping system". *Journal of Electrical Systems*, 13(1), 95–114. Retrieved from <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85014462001&partnerID=40&md5=bbe71d9114ef40e6aafa4fb1246d534a>

- Mohamed, M. A. E., El-Metwally, K. A. M., Ibrahim, W. M. M., & Bendary, F. M. A. (2013). "Fuzzy stabilizer design for renewable energy based distribution networks". *IET Conference Publications*, 2013(615 CP), 11–15. <https://doi.org/10.1049/cp.2013.0585>
- Morari, M. & Zafiriou, E. (1989). "Robust Process Control". Prentice Hall.
- Mouzouris, G. & Mendel, J. (1997). "Dynamic non-Singleton fuzzy logic systems for nonlinear modeling". *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on* 5.2, pp. 199 –208.
- Nasri, A., Hazzab, A., Bousserhane, I. K., Hadjeri, S., & Sicard, P. (2009). "Fuzzy-sliding mode speed control for two wheels electric vehicle drive". *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 4(4), 499–509. <https://doi.org/10.5370/JEET.2009.4.4.499>
- Ngo, Q. H., Nguyen, N. P., Nguyen, C. N., Tran, T. H., & Ha, Q. P. (2017). "Fuzzy sliding mode control of an offshore container crane". *Ocean Engineering*, 140(August 2015), 125–134. <https://doi.org/10.1016/j.oceaneng.2017.05.019>
- Nguyen, S. D., Ho, H. V., Nguyen, T. T., Truong, N. T., & Seo, T. II. (2017). "Novel fuzzy sliding controller for MRD suspensions subjected to uncertainty and disturbance". *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 61(February), 65–76. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2017.03.002>
- Palm, R. (1992). "Sliding mode fuzzy control". *1992 Proceedings, IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 519–526. <https://doi.org/10.1109/fuzzy.1992.258681>
- Palm, R., Driankov, D., & Hellendoorn, H. (1991). "Model based fuzzy control". *Mathematical and Computer Modelling*, 15(12), 3–14. [https://doi.org/10.1016/0895-7177\(91\)90037-8](https://doi.org/10.1016/0895-7177(91)90037-8)
- Perruquetti, W. & Barbot, J. P. (2002). "Sliding Mode Control In Engineering". New York. Marcel Dekker, Inc.
- Piltan, F. (2011). "Design Adaptive Fuzzy Inference Sliding Mode Algorithm : Applied to Robot Arm". *International Journal of Robotics and Automation*, 2(5), 283–297.
- Prasad, K. M. A., Unnikrishnan, A., & Nair, U. (2016). "Fuzzy Sliding Mode Control of a Switched Reluctance Motor". *Procedia Technology*, 25 (Raerest), 735–742. <https://doi.org/10.1016/j.protcy.2016.08.167>
- Prieto, P. J., Cazarez-Castro, N. R., Aguilar, L. T., Cardenas-Maciel, S. L., & Lopez-Renteria, J. A. (2019). "A Lyapunov Analysis for Mamdani Type Fuzzy-Based Sliding Mode Control". *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, (Junho), 1–1. <https://doi.org/10.1109/tfuzz.2019.2923167>
- Ramos, J. V. M. (1998). "Projecto e Aplicação de Controladores Difusos em Tempo-Real". MSc. Faculdade de Ciências e Tecnologia – Universidade de Coimbra.
- Razzaghian, A., & Kardehi Moghaddam, R. (2016). "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for a Model-Scaled Unmanned Helicopter". *Journal of Fuzzy Set Valued Analysis*, 2016(3), 286–302. <https://doi.org/10.5899/2016/jfsva-00356>
- Rizol, P., Mesquita, L. & Saotome, O. (2011). "Lógica Fuzzy tipo-2". Em: *Revista SODEBRAS* 6, pp. 27–46.
- Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., & Levant, A. (2014). "Sliding Mode Control and Observation". Springer New York. <https://doi.org/10.1007/978-0-8176-4893-0>
- Spurgeon, S. (2014). "Sliding mode control: a tutorial". *2014 European Control Conference, ECC 2014*, 2272–2277. <https://doi.org/10.1109/ECC.2014.6862622>
- Su, T.-J., Li, T.-Y., Tsou, T.-Y., Giap, V.-N., & Nguyen, Q.-D. (2017). "Proportional–integral–derivative/fuzzy sliding mode control for suspension of active magnetic bearing system". *Advances in Mechanical Engineering*, 9(12). <https://doi.org/10.1177/1687814017736654>

- Sugeno, M. & Kang, G. T. (1986). "Structure Identification of Fuzzy Model," *Fuzzy Sets Syst.*, Vol. 28, pp. 329-346
- Takagi, T. & Sugeno, M. (1985). "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control". *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics* SMC-15.1, pp. 116–132.
- Tanaka, K., & Wang, H. O. (2001). "Fuzzy Control Systems Design and Analysis". John Wiley & Sons, Inc.
- Utkin, V. (1992). "Sliding Modes in Control and Optimization". Sciences New York. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-84379-2>
- Utkin, V. (2004). "Sliding Mode Control". *Encyclopedia of Life Support Systems (EOLSS)*. Vol. XIII – Control Systems, Robotics and Automation
- Wang, L.-X. (1997). "A Course in Fuzzy Systems and Control". Prentice Hall PTR.
- Wang, Y., Postolache, O. A., Xu, W., Ye, S., Ni, D., & Zhong, M. (2019). Fuzzy Sliding Mode Synchronous Control of Double-Container for Overhead Crane. *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, ATEE 2019*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/ATEE.2019.8724857>
- Wen, C. C., Wang, H. M., Chung, C. W., & Chang, Y. (2013). "Design of the fuzzy sliding mode controller for DC motor". *Proceedings - 2013 2nd International Conference on Robot, Vision and Signal Processing, RVSP 2013*, 811(1), 196–199. <https://doi.org/10.1109/RVSP.2013.52>
- Wilson, D. I. (2005). "Relay-based PID Tuning", 10–12.
- Xu, S., Sun, G., Ma, Z., & Li, X. (2019). Fractional-Order Fuzzy Sliding Mode Control for the Deployment of Tethered Satellite System under Input Saturation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 55(2), 747–756. <https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2864767>
- Yager, Ronald; Filev, Dimitar; "Essentials of Fuzzy Modeling and Control", John Wiley & Sons, 1994.
- Yao, S., Wang, H., & Tian, Y. (2018). "Trajectory Tracking Control of a Stratospheric Airship with Fuzzy Sliding mode Control". *Chinese Control Conference, CCC, 2018–July*, 3955–3960. <https://doi.org/10.23919/ChiCC.2018.8483217>
- Yu, X., Man, Z., & Wu, B. (1998). "Design of fuzzy sliding-mode control systems". *Fuzzy Sets and Systems*, 95(3), 295–306. [https://doi.org/10.1016/S0165-0114\(96\)00278-3](https://doi.org/10.1016/S0165-0114(96)00278-3)
- Yuan, X., Chen, Z., Yuan, Y., & Huang, Y. (2015). "Design of fuzzy sliding mode controller for hydraulic turbine regulating system via input state feedback linearization method". *Energy*, 93, 173–187. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2015.09.025>
- Zadeh, L. (1965). "Fuzzy sets", *Information and control*, vol. 8, no. 3, pp. 338-353.
- Zárate, L. E., & Resende, P. (2012). "Fuzzy sliding mode controller for a ph process in stirred tanks". *Intelligent Automation and Soft Computing*, 18(4), 349–367. <https://doi.org/10.1080/10798587.2012.10643248>
- Zheng, X., Jian, X., Wenzheng, D., & Hongjie, C. (2015). "Nonlinear Integral Sliding Mode Control for a Second Order Nonlinear System". *Journal of Control Science and Engineering*, 2015. <https://doi.org/10.1155/2015/218198>
- Zhou, K. (1999). "Essentials of Robust Control". <https://doi.org/10.1177/014662168400800314>